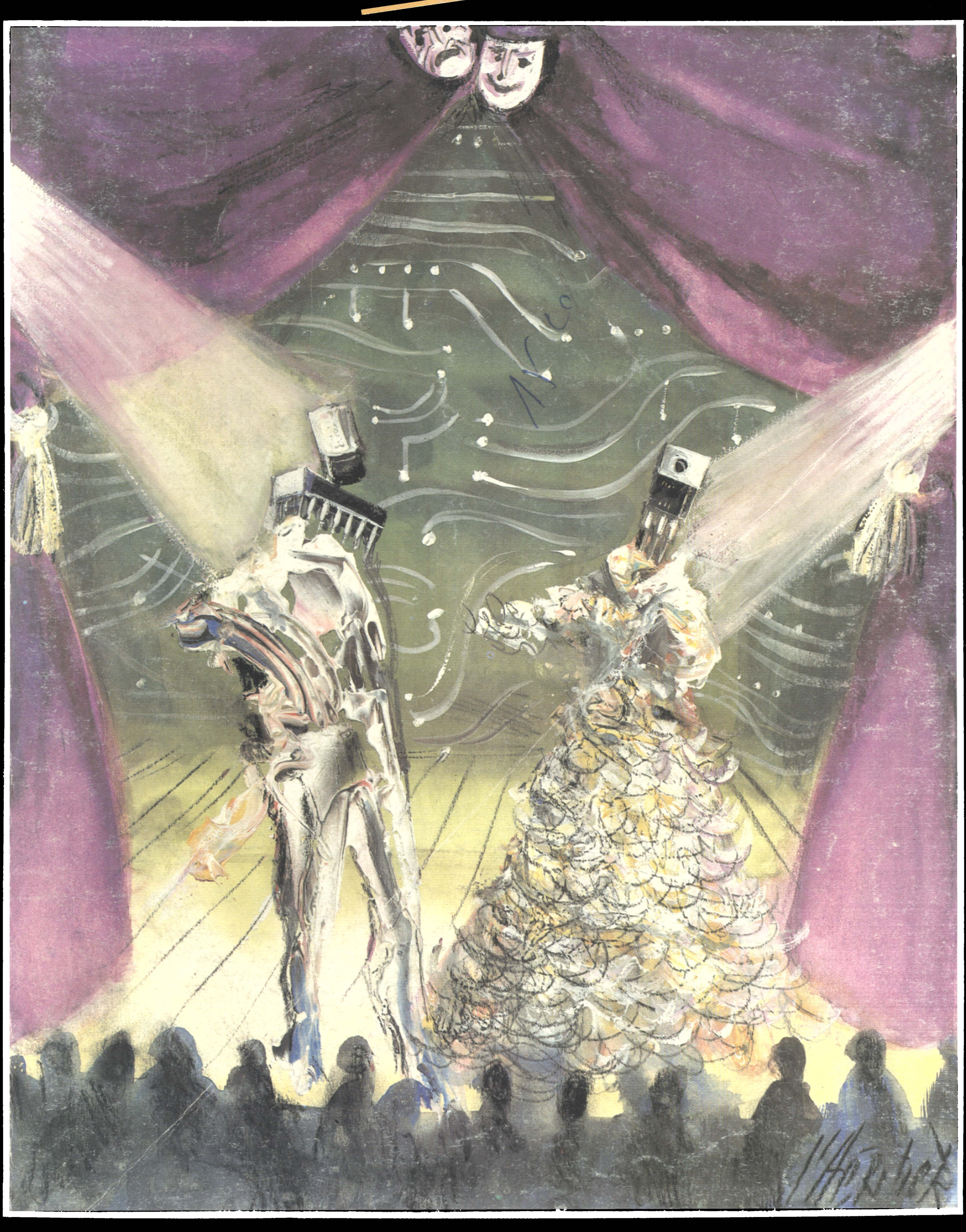
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Bimestriel N° 28 - 18 F
Février-Mars 1983

I.S.S.N. 0243 489 X



SUISSE : 7,50 FS - TUNISIE : 2 070 MIL. : CANADA : CAN $ 3,00
ESPAGNE : 350 PESETAS - ITALIE : 6 500 LIRES - BELGIQUE : 146 F.B.

Metrix MX 580,
la multimesure autonome ou système

Le multimètre MX 580, dernier né de la gamme METRIX, combine des performances élevées avec une grande puissance de programmation réservée à des appareils de très haut standing.

IL MESURE.

Le MX 580, grâce à ses 7 fonctions et à ses 6 modes d'utilisation, mesure les grandeurs électriques les plus fréquentes ainsi que la température.
26.000 points de mesure d'une grande précision de base (0,015 %), il utilise un convertisseur double rampe.
28 données numériques sont mémorisées à la calibration pour corriger par calculs le résultat à chaque mesure.

Une compensation automatique de la température ambiante permet de conserver la précision de base dans la plage de 18° à 28° sans altération.

IL CALCULE.

Le MX 580, grâce à une bibliothèque intégrée de 10 programmes enchaînables et leurs options, est un instrument puissant qui répond à de multiples applications de laboratoires et industrielles.
3 programmes de traitement permettant : les corrections d'échelles, la linéarisation, les rapports.
3 programmes d'analyse : mini-max, limites, statistiques.
1 programme de mesure de température pour les 4 types de thermocouples (J, K, S, T).
1 programme de multiplexage permettant d'obtenir des couples de valeur tels que tension/fréquence ou courant/température.
1 programme de gestion du temps permettant de piloter l'ensemble des programmes suivant un déroulement s'étalant jusqu'à 2 mois.

IL IMPRIME.

Le MX 580, équipé de son imprimante incorporée (en option) permet d'imprimer l'heure et la valeur des mesures en cours. En cas de coupure secteur il restitue l'instant de coupure et la dernière valeur mesurée.

IL COMMUNIQUE.

Le MX 580, dans sa version standard est équipé de l'interface IEEE 488. Il est directement intégrable dans un système piloté par le BUS IEEE. Des programmes d'application sont disponibles pour les contrôleurs PET/CBM et HP 85.

Le MX 580 est un instrument souple, simple d'emploi et de plus protégé contre les coupures secteur. Ses performances n'en font pas pour autant un appareil onéreux. Il se prête à de multiples utilisations concrètes, demandez le conseil de notre ingénieur d'applications.



la puissance industrielle et la mesure.

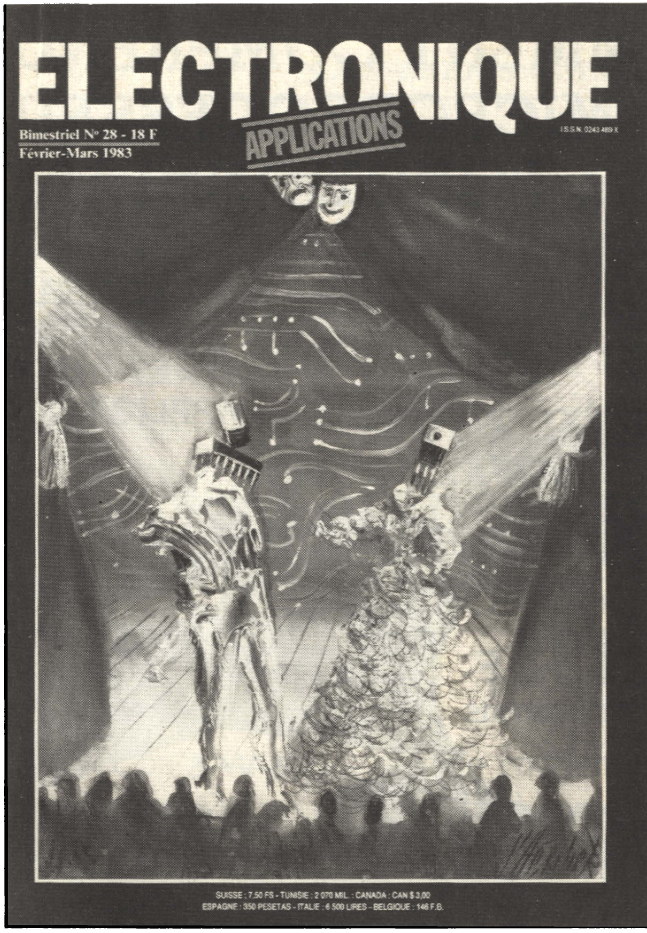


ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge
BP 30 / F 74010 Annecy Cedex
Tél. : (50) 52.81.02 / Télex 385131

Agence de Paris :
157, rue des Blains
BP 124 / F 92220 Bagneux Cedex
Tél. : (1) 664.84.00 - Télex 202 702

SERVICE-LECTEURS N° 202



ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**
Maquette : **Michel Raby**
Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **87 F** (France) - **117 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.
Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh
Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Dépôt légal : Janvier 1983 N° éditeur : 1062

Distribué par SAEM Transports Presse — Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

N° 28 – FÉVRIER-MARS 1983

SOMMAIRE









Ont participé à ce numéro : J.-C. Ailloud, J. Ceccaldi, P. Gueulle, P. de Halleux, L. Maréchal, E. Merienne, C. Petit, Ch. Petit, R. Rateau, A. Roussel, J. Sabourin, G. Sandrane, J. Trémolières, G. Zaloylo.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry – Commission Paritaire N° 59-178 – Dépôt légal Janvier 1983

COMMENT COMPRENDRE LES MICROPROCESSEURS ET LEUR FONCTIONNEMENT

EXECUTER "PAS A PAS" UN PROGRAMME. CONCEVOIR ET REALISER VOS APPLICATIONS ?



Le **MICRO-PROFESSOR** (TM) structuré autour du **Z-80** ® vous familiarise avec les microprocesseurs. Son option mini-interpréteur **"BASIC"** (version MPF-1 B) est une excellente initiative à la micro-informatique.

Le **MPF-1**, matériel de formation, peut ensuite constituer l'unité centrale pour la réalisation d'applications courantes ou industrielles.

C.P.U. : MICROPROCESSEUR Z-80 ® haute performance comportant un répertoire de base de 158 instructions.
COMPATIBILITE : Exécute les programmes écrits en langage machine Z-80, 8080, 8085.
RAM : 2 K octets, extention 4 K (en option).
ROM : 2 K octets pour le "Moniteur" (version A)
4 K octets "Moniteur" + Interpréteur BASIC (version B)
MONITEUR : Le MONITEUR gère le clavier et l'affichage, contrôle les commandes, facilite la mise au point des programmes ("pas à pas", "arrêt sur point de repère", calcul automatique des déplacements, etc.)
AFFICHAGE : 6 afficheurs L.E.D., taille 12,7 m/m
INTERFACE CASSETTE : Vitesse 165 bit/sec. pour le transfert avec recherche automatique de programme par son indicatif.
OPTION : extension CTC et PIO.
CLAVIERS : 36 touches (avec "bip" de contrôle) dont 19 touches fonctions. Accès à tous les registres.

CONNECTEURS : 2 connecteurs 40 points pour la sortie des bus du CPU ainsi que pour les circuits CTC et PIO Z-80
MANUELS : 1 manuel technique du MPF-1. Listing et manuel avec application (18)

Matériel livré complet, avec son alimentation, prêt à l'emploi.

"MICROPROFESSOR" est une marque déposée MULTITECH

MZMC

11 bis, rue du COLISÉE - 75008 PARIS

Veuillez me faire parvenir :
- ☐ MPF-1 A au prix de 1.195 F T.T.C.
- ☐ MPF-1 B au prix de 1.295 F T.T.C.

avec notice et alimentation - port compris

Les modules supplémentaires :
- ☐ Imprimante - 995 F port compris
- ☐ Programmateur EPROM - 1.395 F port compris
- ☐ Votre documentation détaillée

NOM : ______

ADRESSE : ______

______

Ci-joint mon réglement (chèque banquaire ou C.C.P.)

Signature et date :



Des amplificateurs à compression de dynamique *pour sourds et malentendants*

L'on a vu sortir, dans le courant de 1982, un circuit intégré amplificateur, fournissant une fonction de transfert à compression, et destiné aux équipements travaillant en basses fréquences avec des alimentations à faible tension. Utilisé dans beaucoup d'applications à caractère plus ou moins médical, telles que les appareils pour les sourds et les malentendants, ou les stéthoscopes électroniques, ce type de circuit pourra également être intéressant pour réaliser un préamplificateur pour micro, ou simplement un amplificateur à compression. Ces différentes applications seront abordées dans les lignes qui suivent après une étude du circuit utilisé.

Qu'est-ce que la « compression ? »

Un amplificateur à compression est un amplificateur, bien entendu, mais qui présente la particularité d'avoir un gain variable en fonction de l'amplitude des signaux qui lui sont appliqués à son entrée. Il aura un gain plus élevé pour des signaux d'entrée de faible amplitude, que dans le cas de signaux de haut niveau. Il en résulte une compression de la dynamique du signal d'entrée, qui s'exprime d'ailleurs par un rapport de compression.

En général, les amplificateurs à compression emploient une sorte de commande automatique de gain (CAG) pour réaliser une fonction non linéaire du gain en fonction de l'amplitude des signaux d'entrée. Le schéma de base de ce principe est celui utilisant une contre-réaction avec des éléments non linéaires (diodes par exemple). Ce type d'amplificateur **(fig. 1)** offre une réponse instantanée. L'élément de contre-réaction est formé d'une résistance fixe R_2 en parallèle sur deux diodes Zener montées en

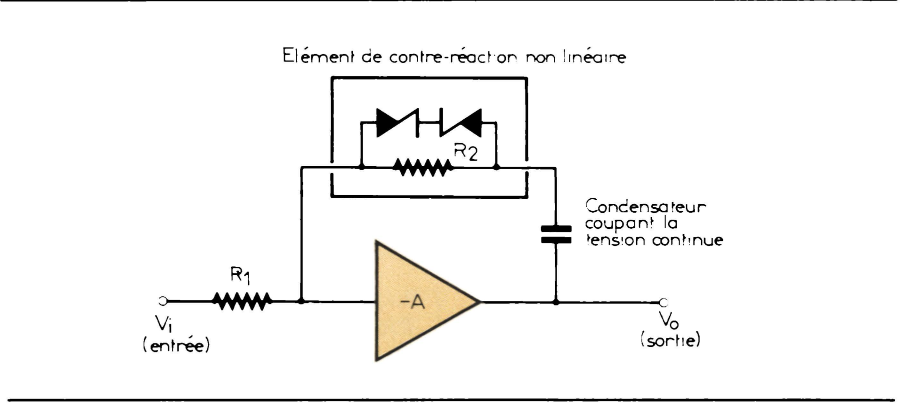


Fig. 1. – Principe de l'amplificateur à compression à élément de contre-réaction non linéaire (réponse instantanée).

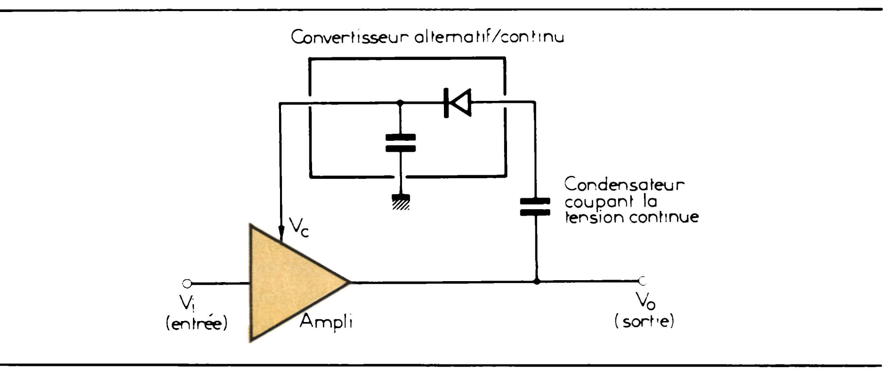


Fig. 2. – Principe de l'amplificateur à commande automatique de gain retardée.

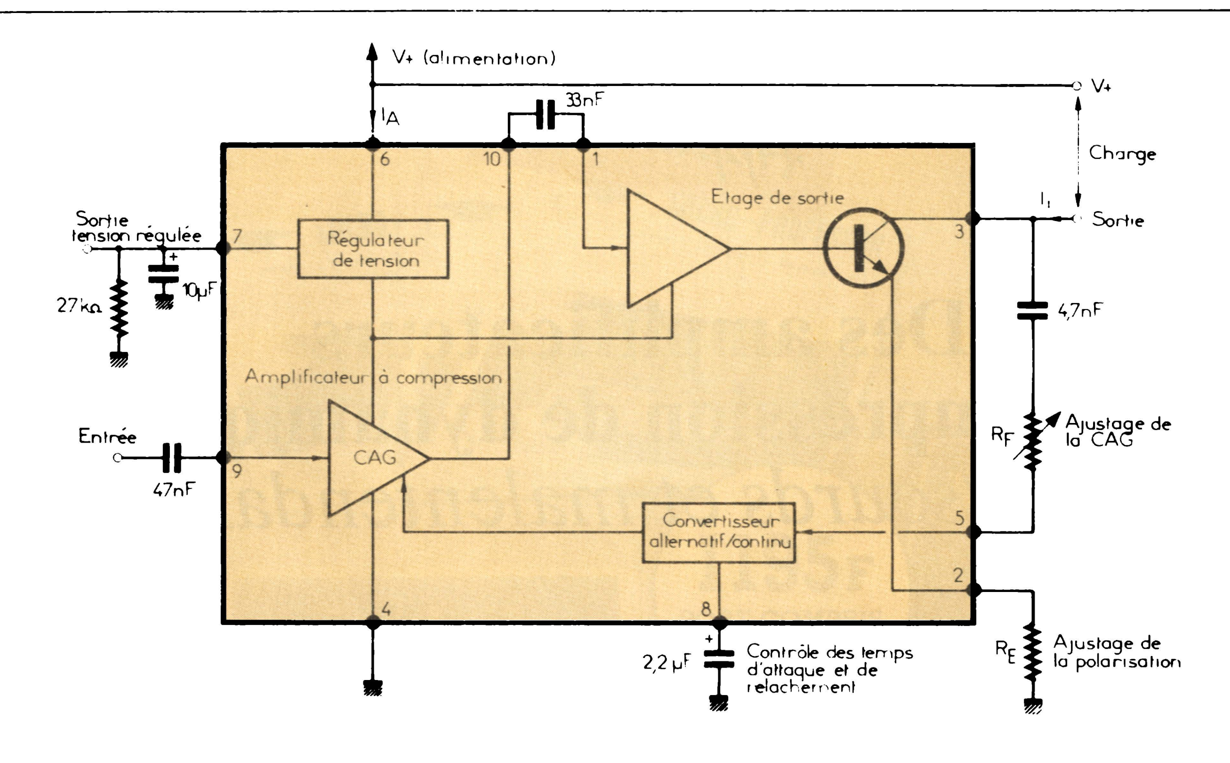


Fig. 3. – Schéma synoptique interne du LD 501P de LTI, avec connexions extérieures pour le contrôle des paramètres.

tête-bêche. Il présente ainsi une impédance variable en fonction de l'amplitude du signal de sortie. Pour des petits signaux, les diodes Zener restent bloquées, et le gain est alors une classique fonction linéaire du type R_2/R_1. En augmentant progressivement l'amplitude du signal de sortie, on atteint un point où la valeur crête de l'onde disponible en sortie fait entrer les diodes Zener en conduction. Ce point est appelé le « seuil de compression ». Au-delà de ce seuil, l'amplitude du signal de sortie est limitée par l'élément de contre-réaction et le gain décroît. L'effet de compression est dans ce cas instantané, mais la réduction de gain au-delà du seuil de compression provoque une distorsion du signal de sortie.

Le précédent type d'amplificateur à compression convient à beaucoup d'applications. Cependant, pour travailler à basses fréquences, il ne peut être utilisé. Dans ce cas, il faut employer un amplificateur à commande automatique de gain, retardée, qui combine une compression et une fonction de transfert linéaire. La fonction de transfert étant linéaire, le signal de sortie ne sera pas distordu. Le principe employé est assez simple. La sortie Vo **(fig. 2)** est connectée à l'entrée d'un convertisseur alternatif-continu dont la sortie Vc est une tension continue proportionnelle à une moyenne de Vo crête sur une période donnée. Cette moyenne introduit un retard dans la réponse du convertisseur alternatif-continu, d'où le nom du système (CAG retardée). Vc est réinjectée à l'amplificateur, déterminant ainsi son gain. Le convertisseur, qui est, en fait, une diode montée en série redressant le signal alternatif de sortie, suivie d'un condensateur de filtrage à la masse, possède un seuil au-dessous duquel il est inactif ; c'est le seuil de compression du dispositif. Même principe ici que pour le premier montage ; au-delà de ce seuil, le gain est réduit. La tension de commande Vc correspond alors à une valeur moyenne de Vo crête (et non une valeur instantanée) ; et la compression est réalisée sans apport de distorsion sur le signal de sortie, pourvu que le signal soit amplifié avec une période de temps petite vis-à-vis du temps de réponse du convertisseur alternatif-continu. Au-delà de cette fréquence critique, l'amplificateur se comporte comme le circuit précédemment étudié.

Fig. 4. – Le gain du LD 501 est constant à partir de 1,2 V, comme le montre sa courbe de variation en fonction de la tension d'alimentation (VA).

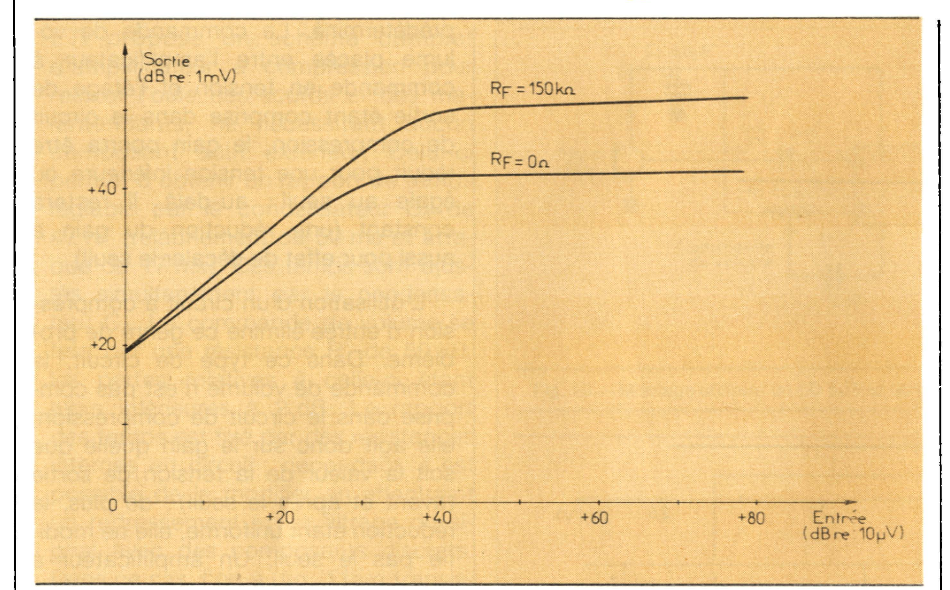


Fig. 5. – Cette fonction de transfert montre que la compression du LD 501 est ajustable par la résistance RF.

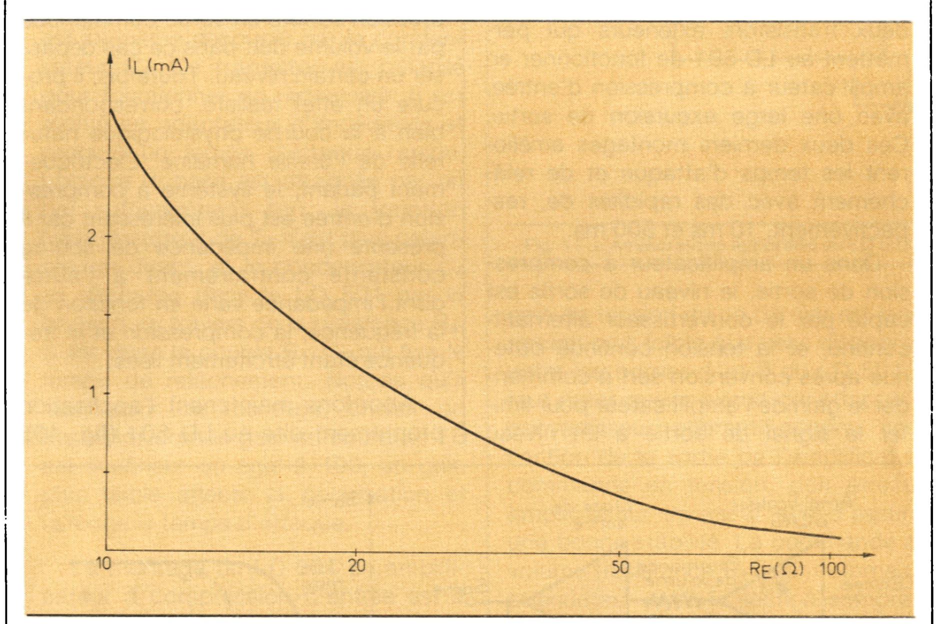


Fig. 6. – Le courant I_L dépend de la polarisation du transistor interne de l'étage de sortie, qui se fait au moyen de la résistance R_E (borne 2 du LD 501).

L'amplificateur à compression LD 501

Présenté au dernier Salon des Composants, le circuit intégré d'amplification LD 501P de *Linear Technology Inc (LTI)*, est actuellement parfaitement disponible en France, et les stocks sont constitués par son représentant *ISC France*.

Le LD 501P est un amplificateur conçu pour fournir une fonction de transfert à compression, utilisable dans les équipements fonctionnant à basses fréquences sous une très faible tension d'alimentation, fournie par piles ou par batteries de faible puissance. Ce circuit intégré monolithique qui, entre parenthèses, est d'une taille vraiment petite pour être manipulé avec les mains, est en fait un amplificateur à commande automatique de gain comportant une entrée unique et travaillant en classe A.

Intégrant sur la puce un régulateur de tension permettant l'alimentation d'un microphone de type à condensateur à électret, il peut être alimenté à partir d'une tension comprise entre 1,1 et 2,4 V, mais son gain n'est constant qu'entre 1,2 et 2 V. Il est donc bien adapté aux batteries cadmium/nickel qui génèrent 1,2 V, ainsi qu'aux piles rondes (séries R6, R14, R20...) qui délivrent une tension de 1,5 V, que ce soit des piles zinc-air ou alcalines, et aux piles spéciales à l'argent ou au mercure.

La commande automatique de gain se fait au niveau de l'amplificateur d'entrée du circuit, le gain de celui-ci étant commandé par un convertisseur alternatif-continu qui détecte le niveau du signal de sortie et le transforme en tension continue **(fig. 3)**. Les caractéristiques d'amplification telles que le courant de polarisation de l'étage de sortie, le seuil de compression et les temps d'attaque et de relâchement, peuvent être ajustées par des composants externes : le courant de polarisation est ajusté par une résistance connectée entre la borne 2 du circuit et la masse ; les temps d'attaque et de relâchement sont liés, et réglables par le condensateur placé entre la borne 8 et la masse ; le seuil de compression lié à la commande automatique de gain se règle par une résistance variable mise en série avec un condensateur entre la sortie (borne 3) et la borne 5 (convertisseur alternatif-continu). Notons que le courant de polarisation de l'étage de sortie est ajustable de 0 à 3 mA, ce qui facilite l'adaptation à la charge.

Le gain de l'amplificateur à compression LD 501P peut varier de 56 à 62 dB **(fig. 4)**, mais sa valeur typique est de 59 dB avec une charge de 600 Ω. Le bruit correspondant ramené à l'entrée est de 2 µV (4 µV maximum), avec un taux global bruit/distorsion harmonique de 1 % lorsqu'il n'y a pas de compression (6 % avec compression). Le courant de repos est ajustable de 1,5 à 2,1 mA (1,85 mA typique) et l'impédance d'entrée est de 15 kΩ. La bande passante à – 3 dB s'étend de 200 Hz à 5 kHz, la puissance de sortie typique est de 0,9 mW (avec un taux de distorsion harmonique de 3 %), et la sortie en tension régulée est de 1,03 V typique (1 V minimum et 1,08 V maximum).

Le dispositif de compression fonctionne avec un temps d'attaque typique de 7 ms et un temps de relâchement de 20 ms typique, tout en délivrant 130 mV efficaces en sortie. La compression peut jouer sur 40 dB vis-à-vis de l'entrée **(fig. 5, 6 et 7)**.

Pouvant travailler de – 10 à + 40 °C, le circuit de *LTI* dissipe 25 mW au maximum. Il accepte des charges allant de 600 Ω à 4 000 Ω, et peut s'utiliser avec des microphones à céramique ou à électret avec étage tampon à transistors à effet de champ.

Présenté en boîtier plastique miniature du genre « flat-pack » à 10 broches au pas de 1,27 mm, ses dimensions sont 3,56 × 3,56 mm² au niveau

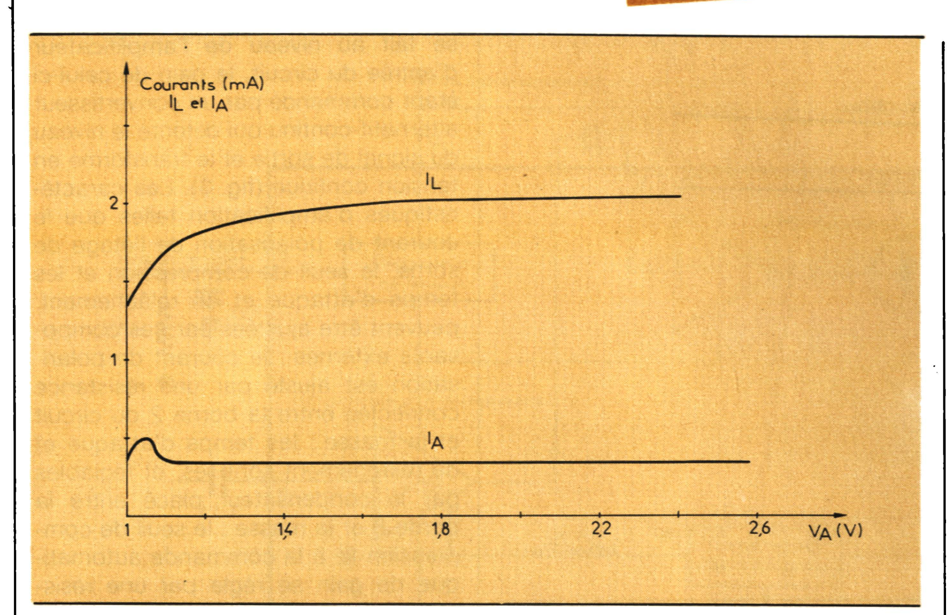


Fig. 7. – Variation des courants de régulation et de sortie en fonction de la tension d'alimentation V_A du LD 501.

du boîtier proprement dit, et d'environ 6 × 6 les broches pliées pour fixation sur circuit imprimé, ou même sur circuit hybride.

Le LD 501P sera utilisé principalement dans les amplificateurs de faible et moyenne puissance pour les sourds et malentendants, dans les stéthoscopes électroniques, mais aussi dans les microphones de sonorisation extérieure, les microphones de radio, les casques de communications, ou même dans des oscillateurs à commande automatique de sortie.

Des amplificateurs pour sourds et malentendants

A partir du principe utilisant un convertisseur alternatif-continu, on peut faire un amplificateur à compression de sortie ou un amplificateur à compression d'entrée. Tous les deux sont employés dans les systèmes pour permettre aux sourds et malentendants de pouvoir percevoir les sons plus ou moins bien selon leur degré de surdité. Dans ce genre de matériel, il faut que la caractéristique de compression soit accessible à l'utilisateur afin de la régler en fonction de la dynamique de son oreille.

Le LD 501 peut être utilisé dans les deux types de compression. L'amplificateur à compression de sortie **(fig. 8)** peut être utilisé directement comme l'indique le schéma synoptique. Mais il peut être amélioré en ajoutant un transistor discret pour accroître le rapport entre les temps d'attaque et de relâchement. Le circuit à compression d'entrée, **(fig. 9)**, quant à lui, utilise deux transistors extérieurs qui permettent au LD 501 de fonctionner en amplificateur à compression d'entrée, avec une large excursion de sortie. Ces deux derniers montages améliorent les temps d'attaque et de relâchement avec des rapidités de, respectivement, 10 ms et 500 ms.

Dans un amplificateur à compression de sortie, le niveau de sortie est capté par le convertisseur alternatif-continu, et la tension continue obtenue après conversion sert à commander le gain de l'amplificateur pour limiter le signal de sortie à un niveau prédéterminé. La commande de volume placée entre l'amplificateur à commande en tension et l'étage de sortie étant comprise dans le circuit de compression, le gain pourra être réduit pour une tension inférieure ou égale au seuil ; au-delà, il restera constant (une réduction du gain a aussi pour effet de décaler le seuil).

L'utilisation d'un circuit à compression d'entrée élimine ce genre de problème. Dans ce type de circuit, la commande de volume n'est pas comprise dans le circuit de compression, elle agit donc sur le gain quelle que soit la valeur de la tension de sortie (avant et après le seuil) ; de plus, la réduction étant uniforme, elle ne modifie pas le seuil. Un amplificateur à compression d'entrée ne pourra être utilisé par les personnes souffrant d'une perte sévère de réception, car la pression sonore en sortie commandée par le volume doit dans ce cas dépasser un certain niveau. Toutefois, il procure un effet réaliste, correspondant bien à la courbe physiologique naturelle de l'oreille humaine. Electriquement parlant, le système à compression d'entrée est plus intéressant car il présente une impédance de source constante contrairement à l'autre dont l'impédance varie en fonction de la fréquence, la compression et la fréquence étant étroitement liées.

Abordons maintenant l'application proprement dite au LD 501 **(fig. 10)**.

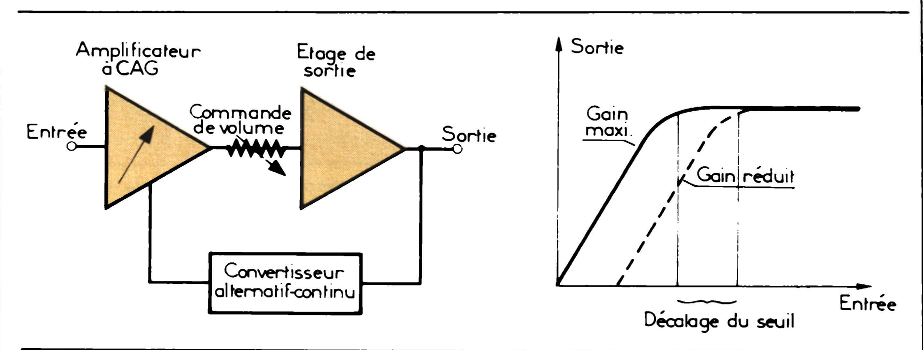


Fig. 8. – Schéma de principe et fonction de transfert d'un amplificateur à compression de sortie.

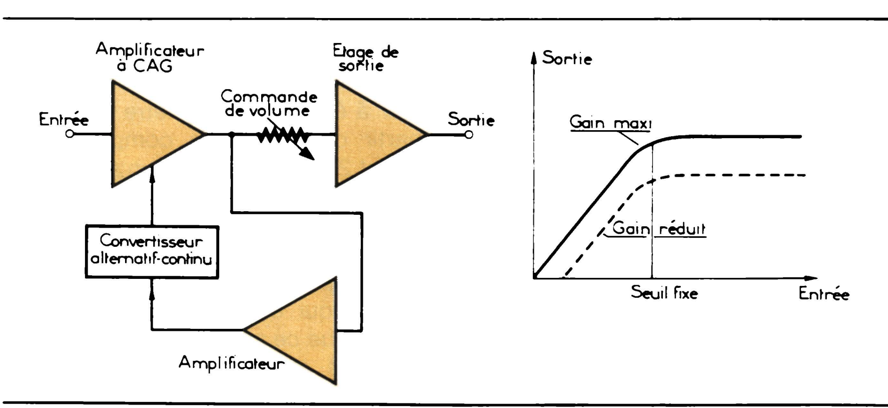


Fig. 9. – Schéma de principe et fonction de transfert d'un amplificateur à compression d'entrée.

LTI propose un schéma complet d'amplificateur à compression pour recréer l'ouïe des sourds et des malentendants, ne nécessitant aucun composant actif extérieur. Celui-ci permet d'obtenir un rapport de temps réglable par le condensateur C_6 de 47 nF (relâchement de 50 ms et attaque de 17 ms). Ces temps sont ajustés simultanément par le condensateur C_4. La commande de volume se fera par une résistance R_1 de 50 kΩ, les pertes relatives à celle-ci étant alors inférieures à 2 dB. Le rapport des temps est fixé par des résistances internes au circuit ; cependant, il est possible de le modifier en effectuant un redressement et un filtrage du signal avec des composants discrets. Dans ce cas, l'on a **(fig. 11)** un transistor NPN (T_1) entre le plus de l'alimentation (collecteur) et la borne 5 (résistance R_4 en série dans l'émetteur, qui est lui-même découplé par le condensateur C_4. Ce transistor est polarisé pour fonctionner en redresseur. Il est monté en adaptateur d'impédance et procure un temps d'attaque rapide. Lorsque la base est attaquée par un pic suffisamment fort, la jonction base/émetteur de T_1 n'est plus polarisée en direct, et le condensateur C_4 se décharge dans le LD 501 par la borne 5 au travers de la résistance R_4. C'est donc le couple R_4/C_4 qui fixe le temps de relâchement. Notons qu'il faut, pour ce montage, choisir un transistor dont le gain en courant hFE est supérieur ou égal à 100, un gain plus faible affecte la polarisation et rallonge le temps d'attaque.

Le montage du LD 501 en amplificateur à compression d'entrée est à peine plus compliqué **(fig. 12)**. Il utilise un convertisseur dans la même configuration que le dernier montage après modifications. Dans ce cas, le rapport des temps est encore amélioré en ajoutant un autre transistor T_2. Le gain en tension de ce dernier est légèrement plus faible que celui disponible entre les bornes 1 et 3 du LD 501. Il faut noter que le circuit qui attaque le convertisseur alternatif-continu sous l'action de la sortie de l'amplificateur commandé en tension, doit être un amplificateur inverseur afin d'assurer une bonne stabilité. La commande de volume (résistance R_1) agit comme un atténuateur entre la section compression et l'étage de sortie. Lorsque celle-là est en position de gain maximum, l'étage de sortie va écrêter. Inversement, quand elle est dans la position opposée, le signal de sortie devient nul. La résistance R_3 règle le seuil d'entrée. Ce dernier montage sera particulièrement intéressant pour recréer la dynamique d'une oreille humaine. Mais le LD 501 peut aussi être utilisé dans des circuits de sonorisation.

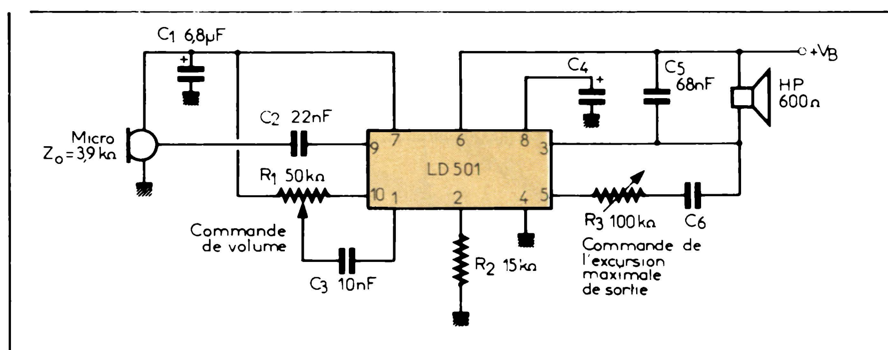


Fig. 10. – Montage utilisant un LD 501 en amplificateur à compression de sortie.

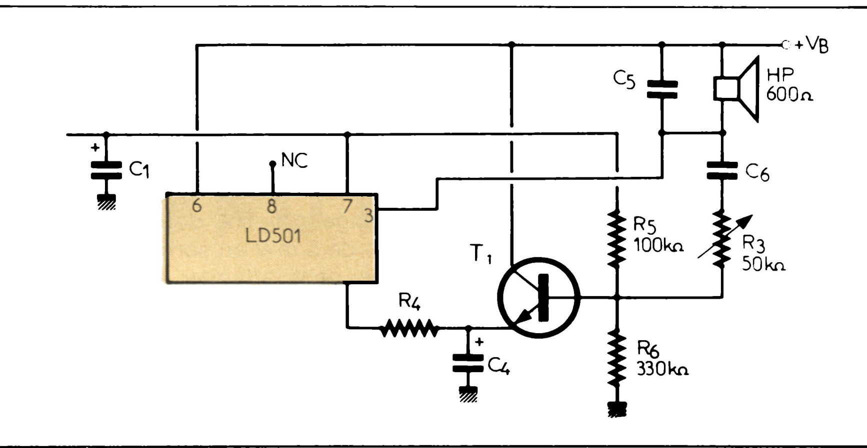


Fig. 11. – Améliorations apportées au LD 501 en compresseur de sortie.

Montages pour microphones de sonorisation

L'application qui touchera le plus le grand-public est celle des préamplificateurs à compression pour microphones de sonorisation extérieure ou

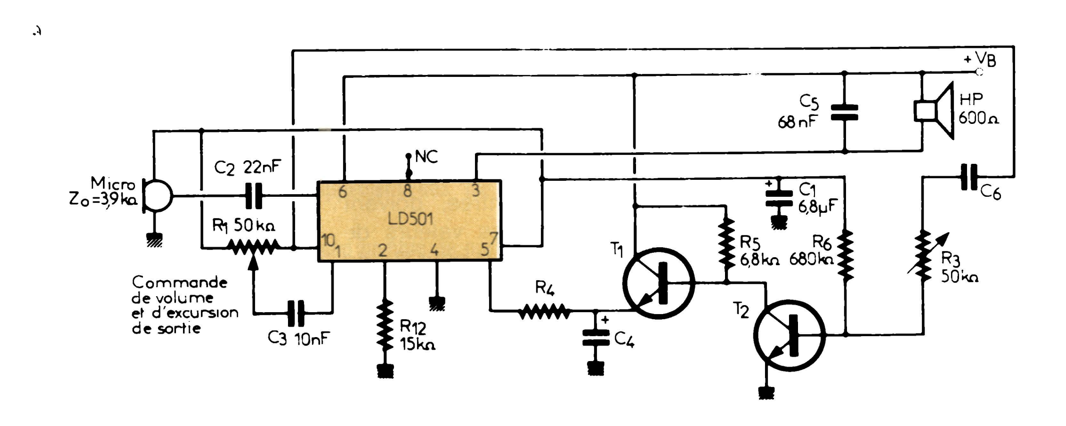


Fig. 12. – Montage utilisant un LD 501 en amplificateur à compression d'entrée.

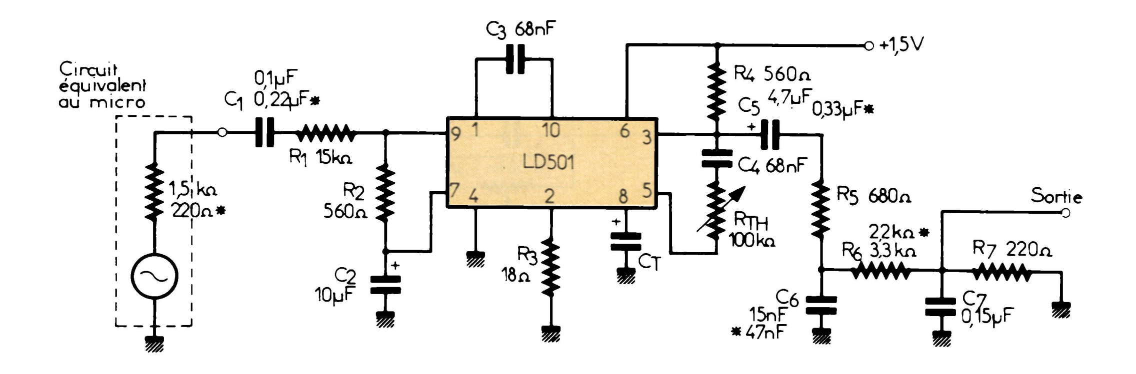


Fig. 13. – Deux schémas sur ce seul croquis : un schéma de préamplificateur de microphone pour sonorisation extérieure, et pour télécommunications. Le condensateur C7 n'existe que dans ce dernier cas. De plus, les valeurs comportant un astérisque sont spécifiques au microphone de télécommunications.

de radiodiffusion. *LTI* propose deux schémas peu différents de préamplificateurs **(fig. 13)**, ayant chacun une dynamique de compression de 40 dB et travaillant, bien sûr, sous des tensions d'alimentation de 1,1 à 2,4 V. Le premier circuit est destiné à une utilisation en sonorisation extérieure ou en radiodiffusion, et le second est une version réduite à la bande passante des télécommunications. Dans les deux cas, la sortie du préamplificateur est ajustable en fonction de l'application envisagée. Le problème majeur dans les microphones de sonorisation extérieure, est la variation de niveau de la voix humaine combinée avec un déplacement quasi continuel. Il faut alors concevoir un préamplificateur à compression dont le seuil est réglé par rapport à un niveau moyen de la parole. Pour une utilisation en télécommunications, il faut un préamplificateur qui améliorera le rapport signal/bruit afin que l'utilisateur puisse élever la voix, pour couvrir le bruit ambiant, par exemple, sans provoquer de surmodulation du microphone.

Dans le cas de la sonorisation, le microphone employé travaille à partir d'une tension de 1,5 V, afin d'intégrer le préamplificateur dans le boîtier du microphone pour le désolidariser du reste. Sa sensibilité est d'environ – 75 dB/µbar (re = 1 V) à la fréquence de 1 kHz. Par précaution, un filtre passe-bande a été adjoint à la sortie du compresseur **(fig. 13)**. Le condensateur C_5 détermine la fréquence de coupure basse du filtre et le condensateur C_6 la fréquence de coupure haute. A l'entrée, un atténuateur à résistances (R_1 et R_2) permet l'ajustage du seuil d'entrée sans changer l'excursion maximale de sortie. A la sortie, un atténuateur à résistances (R_6 et R_7) permet l'ajustage de cette excursion sans changer le seuil d'entrée. Les valeurs choisies dans le montage proposé donnent un maximum de 5 mW en sortie. Le signal de sortie peut attaquer directement la plupart des amplificateurs de sonorisation. Le seuil et l'excursion maximale de sortie peuvent être ajusté simultanément par la résistance R_{TH} : quand R_{TH} = 0, le seuil d'entrée est d'au moins 66 dB SPL, il augmente avec le signal maximal de sortie d'environ 11 dB. Le seuil est alors défini comme étant le niveau d'entrée permettant un changement de 2 dB en sortie, lorsque R_{TH} varie de zéro à l'infini. La valeur de 22 µF pour le condensateur C_T permettra d'obtenir un temps d'attaque de 80 ms et un temps de relâchement de 400 ms.

En ce qui concerne l'application des préamplificateurs pour microphones de télécommunications, le schéma est semblable au précédent aux valeurs près des résistances R_1, R_2, R_6 et des condensateurs C_1, C_5, C_6. De plus, dans ce cas, un condensateur (C_7) a été rajouté entre la sortie et la masse, en parallèle sur R_7. Ce type d'application demande un seuil d'entrée plus élevé que le précédent. Il est nécessaire, en télécommunications, de créer un niveau de pression sonore élevé dans le microphone pour excéder le bruit, et réaliser ainsi un rapport signal/bruit satisfaisant. Pour cette raison, les résistances R_1 et R_2 constituant l'atténuateur d'entrée, doivent obligatoirement avoir les valeurs de 15 kΩ pour R_1 et de 560 Ω pour R_2, du moins dans le cas de l'utilisation de microphones dynamiques dont la sensibilité est de – 70 dB/µbar. Dans d'autres cas, il faudra ajuster ces deux valeurs. Dans le montage proposé, le seuil s'élève à 90 dB SPL. Lorsque le seuil désiré est obtenu, la tension maximale de sortie devra être réglée pour qu'il n'y ait pas de surcharge ou de surmodulation. Ce réglage s'effectuera au moyen de la résistance R_6. Avec une valeur de 22 µF pour le condensateur C_T, on obtiendra les mêmes temps que pour le montage précédent, soit 80 et 400 ns.

Dans le cas du microphone de sonorisation, la sortie à un niveau maximal de 5 mV environ, et pour le micro de télécommunications, cette tension a un maximum de 9 mV en moyenne. Notons que dans le premier cas, le maximum reste sensiblement constant alors que le seuil varie en fonction des résistances R_1 et R_2 qui peuvent d'ailleurs pour ce type de microphone, être déconnectées : on a alors R_1 et R_2 infinie. Pour l'autre version, le seuil reste sensiblement identique mais le gain diminue en augmentant la valeur de la résistance R_6 : la tension de sortie maximale est de 12 mV avec R_6 = 680 Ω et de 6 mV avec R_6 = 2 200 Ω (pour des valeurs de 15 kΩ pour R_1 et 560 Ω pour R_2).

Signalons en conclusion qu'il existe un autre modèle de circuit de ce genre, le WC 501, qui comporte, en plus du LD 501, un préamplificateur de 20 dB qui se connecte à l'entrée de l'amplificateur à compression. Le gain typique passe alors de 59 à 79 dB. Le WC 501 permet une utilisation avec des transducteurs à faible niveau de sortie. Les applications et le fonctionnement étant similaire au précédent, nous n'en parlerons donc pas dans cet article.

P. de Halleux



Conception et réalisation d'un convertisseur 5 kW

L'électronique de puissance est à l'ordre du jour. Les composants actuellement disponibles sur le marché permettent de concevoir des montages de plus en plus fiables, de plus en plus simples.

Orienté vers des applications de type : alimentations d'équipements, chargeurs de batterie, postes à souder... le convertisseur dont la description suit fournit, à partir du réseau 380 V triphasé, une tension continue régulée de 50 V jusqu'à 100 A.

On remarquera au passage que la mise en parallèle des transistors de puissance, il y a peu de temps encore source de bien des difficultés, est actuellement réalisable sans problèmes particuliers.

Choix des circuits

Un montage avec trois transistors en parallèle a été adopté afin d'obtenir un courant suffisant. Ces trois transistors sont commandés par un transistor monté en Darlington **(fig. 1)**.

Parmi les structures de convertisseurs, le demi-pont asymétrique a été retenu pour sa simplicité, la tension réappliquée aux bornes des commutateurs et du transformateur ne dépassant pas la tension d'alimentation redressée **(fig. 2)**.

Une fréquence de fonctionnement de 20 kHz permet une réduction sensible des poids et volume des éléments de filtrage et du transformateur.

Si le fonctionnement en régime établi est à peu près prévisible, il n'en est pas de même pour les transitoires d'alimentation et de charge. En conséquence, le traitement du signal est réalisé avec des circuits intégrés logiques.

Tous les comparateurs qui permettent les liaisons entre circuits analogiques et logiques sont des SFC 2311.

Fonctionnement

Rappelons brièvement le fonctionnement du convertisseur en régime établi, avant de considérer dans le détail les paramètres qui vont justement modifier ce fonctionnement.

Pendant la conduction de T_1 et T_2 qui sont commandés en synchronisme, le transformateur transmet un courant I_1 à travers D_1.

Le courant primaire a une forme sensiblement trapézoïdale.

C'est en agissant sur la durée des impulsions de courant primaire que l'on rattrape les variations de la charge et de la tension d'alimentation afin d'obtenir une sortie régulée.

Réalisation

Nous recommandons d'effectuer le montage et la mise au point des circuits dans l'ordre suivant des chapitres :

Les modules commutateurs

Le souci d'avoir de faibles pertes a fait opter pour des transistors de la série « Superswitch » de *Thomson-CSF*. Les critères qui conduisent à leur choix sont :

– la tension V_{CEX} qui doit être supérieure à celle du réseau redressé + 15 %, avec une marge de sécurité, soit : V_{CEX} = 850 V.

$$\text{Marge : } \frac{850 - 618}{618} = 38\ \%$$

– Le courant I_{Csat} qui doit être spécifié au moins égal au courant maximum

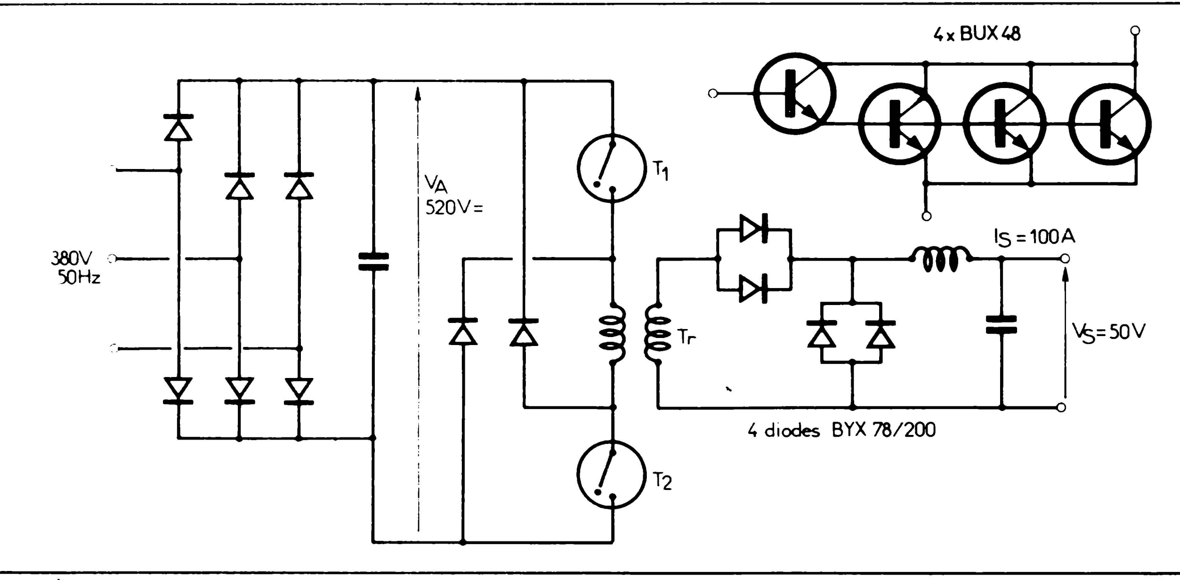


Fig. 1 a. – Schéma-bloc du convertisseur.

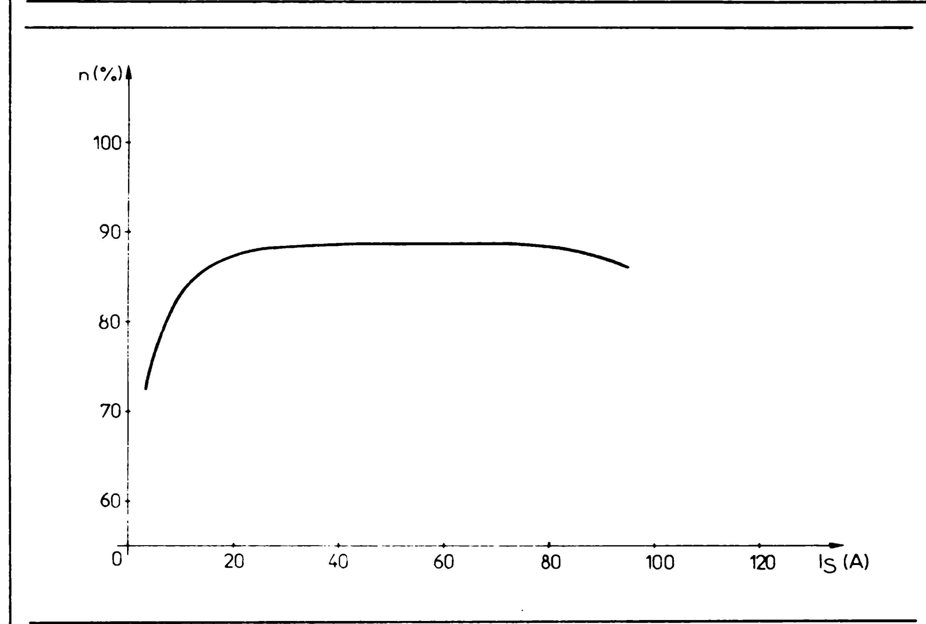


Fig. 1 b. – Courbe de rendement du convertisseur.

I_{Cmax} dans les commutateurs. Quand le réseau baisse de 15 %, ce courant est de 36 A pour un rapport cyclique de 40 % (τ = 20 μs et T = 50 μs).

Les commutateurs de notre appareil sont constitués de trois BUX 48 en parallèle commandés par un quatrième monté en Darlington.

Les diodes à l'ouverture, ainsi que les condensateurs, sont montés sur les modules avec des longueurs de câblage réduites au minimum. On y trouve aussi les diodes d'antisaturation et de déstockage, ainsi que les résistances émetteurs-bases.

Les deux commutateurs doivent être aussi proches que possible afin de réduire la longueur du câblage et les surtensions aux bornes des transistors.

Filtrage du 380 V redressé

Le condensateur, quoique de faible valeur, devra être suffisant pour absorber les pointes de courant restituées par les diodes de démagnétisation et présenter à cet effet une faible impédance série.

L'appel de courant à la mise sous tension est limité par une résistance qui est court-circuitée par un thyristor dès l'entrée en commutation du convertisseur.

Réseau d'aide à la commutation, puissance dissipée

La RBSOA du BUX 48 ne nous permet pas de fonctionner sur le réseau 380 V redressé sans un circuit RCD d'aide à la commutation à l'ouverture **(fig. 3).**

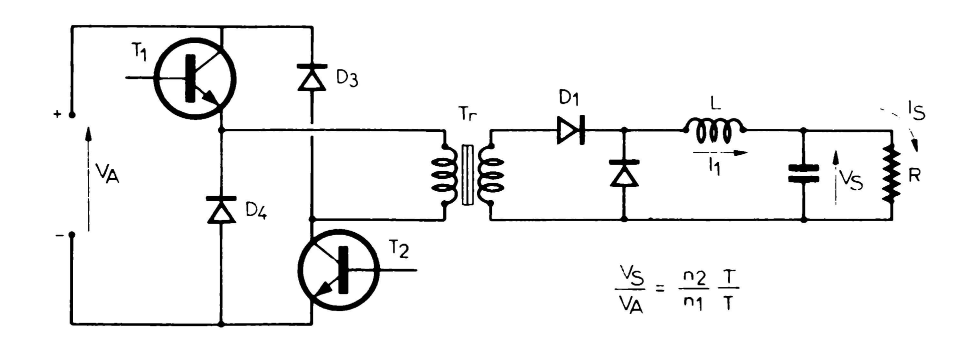
Non seulement le circuit RCD permet de rentrer le cycle $V_{CE} - I_C$ dans l'aire de sécurité, mais il dissipe les pertes de commutation des transistors ($V_{CE} \times I_C$) à l'ouverture dans des résistances. Ceci est important, car la RBSOA est donnée pour T_j = 125 °C et, d'autre part, les temps de commutation augmentent avec la température de jonction.

Le paramètre facilement mesurable qui rend le mieux compte de l'efficacité du circuit RCD est le V_{CEoff} (tension collecteur-émetteur à l'instant où le courant collecteur s'annule). Le V_{CEoff} permet de voir si le cycle de fonctionnement s'inscrit dans le RBSOA lors des transitoires de mise sous tension et de surcharge.

Dans un circuit déterminé, le V_{CEoff} est fixé en premier ordre par la valeur du condensateur du réseau d'aide et l'amplitude du courant collecteur. Ce condensateur ne doit pas être augmenté outre mesure car il se décharge à travers une résistance de dissipation à la mise en conduction du transistor. D'autre part, cette décharge doit être complète afin qu'il retrouve son efficacité à l'ouverture suivante, ce qui impose un temps de conduction minimum ($T_{on\ min}$).

La tension V_{CEoff} est de 250 V pour un courant I_C = 36 A. On voit que la marge de sécurité dans la RBSOA est importante puisque l'on peut aller jusqu'à 400 V. La valeur correspondante de C est de 32 nF.

La valeur de la résistance est 25 Ω, le $T_{on\ min}$ est 2,5 μs.



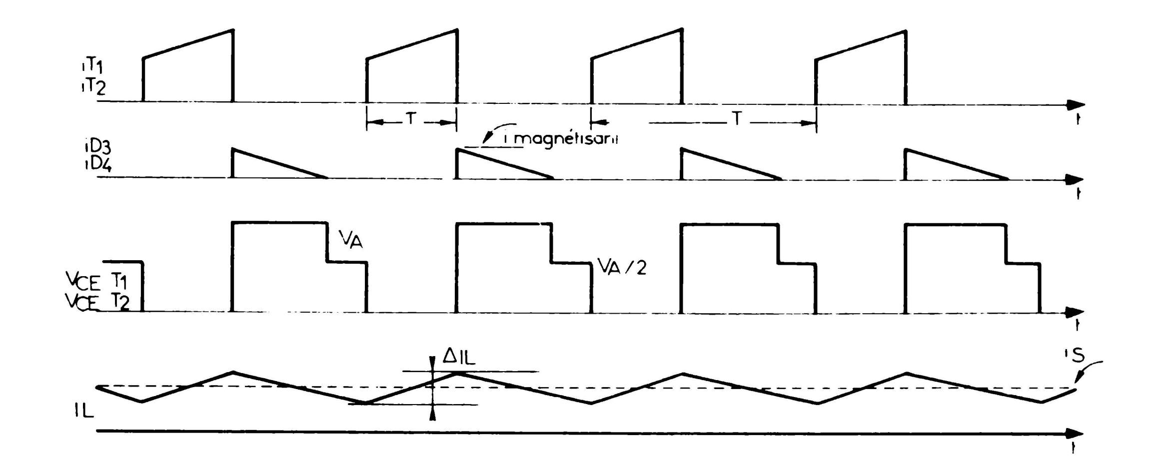


Fig. 2. – Fontionnement d'un demi-pont asymétrique.

La puissance à dissiper dans chaque commutateur est :

$$P_{tot} = P_c + P_{toff} + P_{ton}$$

$P_C = V_{CEsat} \times I_{Csat} \times t \times f = 24{,}5$ W, avec :

t = temps de conduction, f = fréquence.

On a $P_{ton} = 0$, étant donné l'inductance de fuite du transformateur qui permet une commutation de tension à courant presque nul.

D'autre part, $P_{toff} = 12$ W.

Soit $P_{tot} = 36{,}5$ W.

La résistance thermique R_{th} du radiateur est calculée en prenant les températures maximales de jonction et d'environnement et les résistances thermiques en série du boîtier et de l'isolateur. Une valeur raisonnable pour $t_{j\,max}$ est de 125 °C. Nous avons fixé $T_{amb\,max}$ à 45 °C, ce qui conduit à une résistance R_{th} du radiateur de 1,8 °C/W par module.

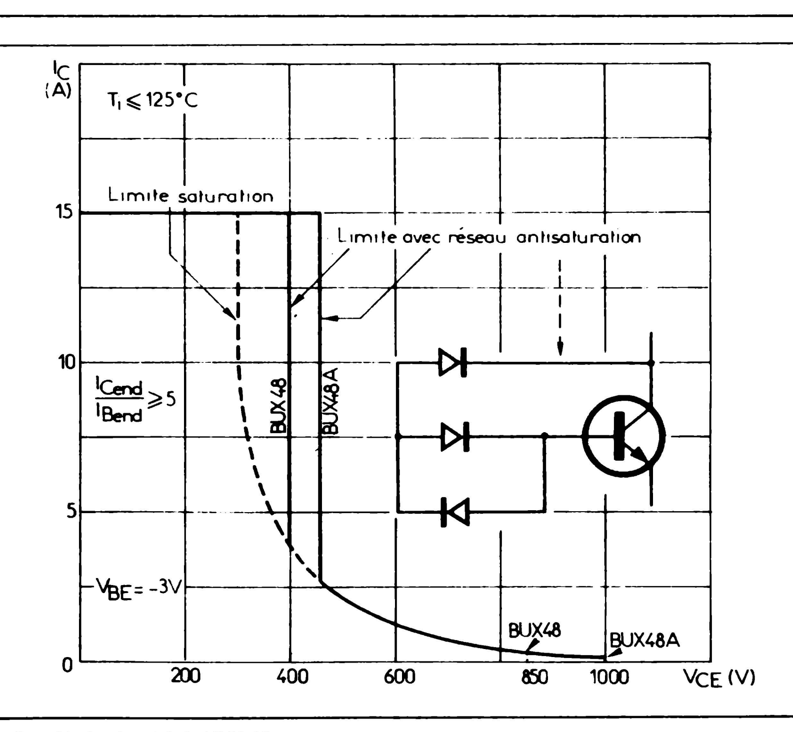


Fig. 3. – Air de sécurité du BUX 48.

Le circuit de traitement des signaux

Les paramètres d'entrée sont (**fig. 4**) :

- V_S, I_S,
- le courant primaire maximal,
- les tensions d'alimentation,
- l'état magnétique du transformateur.

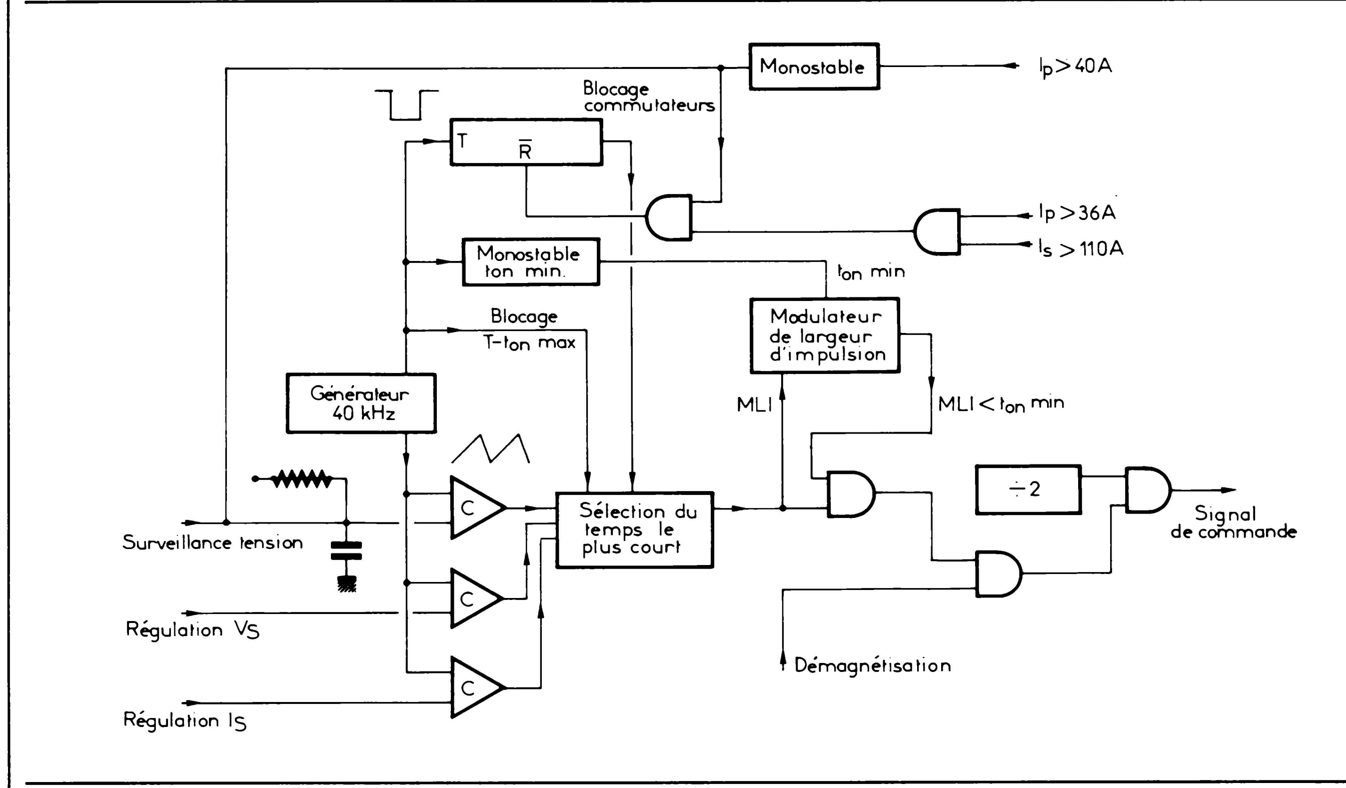


Fig. 4. – Circuit de traitement des signaux. Les comparateurs C sont des SFC 2311.

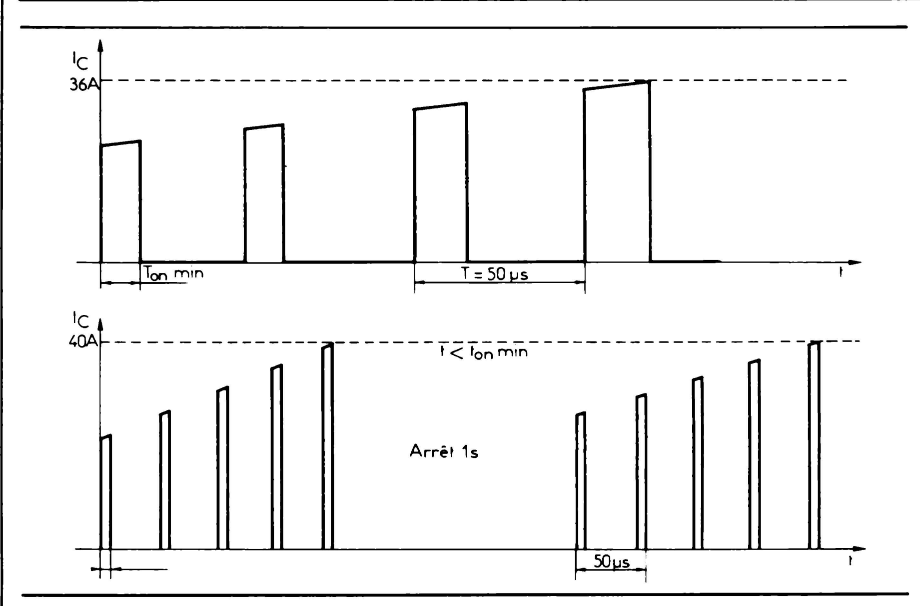


Fig. 5. – Le convertisseur travaille par paquets d'impulsions.

Le paramètre de sortie est le signal de commande des drivers.

● **La régulation**

Les variations intervenant soit au primaire, soit au secondaire, sont compensées par modification du temps de conduction τ qui varie entre t_{on} min et max, lequel est de 20 μs (t_{off} compris).

Lorsque la régulation donne un temps de conduction inférieur à t_{on} min, le paramètre à réguler entre en dépassement (V_S en circuit de sortie ouvert, I_S en cas de charge en court-circuit). Il y a alors suppression des impulsions jusqu'à ce que ce paramètre revienne naturellement à sa valeur. Le convertisseur travaille par paquets d'impulsions **(fig. 5)**.

● **La mise sous tension**

A la mise sous tension, l'appel de courant dû à la capacité de filtrage de sortie dépasserait le courant admissible. Le temps de conduction est donc augmenté progressivement à partir du t_{on}.

● **Surveillances – Interruption du signal de commande**

Dans certains cas (charge en court-circuit par exemple), l'interruption immédiate de la conduction permet d'éviter la détérioration des composants. C'est la protection active.

Paramètres surveillés : courant primaire supérieur à 36 A, courant dans l'inductance de filtrage secondaire supérieur à 110 A ; action : interruption du signal de commande en cours, remise en conduction à la période suivante.

● **Démagnétisation du transformateur**

Pendant le temps de non-conduction, le transformateur se démagnétise. Une impulsion de mise en conduction ne pourra commencer avant que le transformateur ne soit totalement démagnétisé de l'impulsion précédente.

Commande des bases

Les bases des commutateurs sont portées à des différences de potentiels atteignant la tension d'alimentation. Les circuits de commande sont donc galvaniquement isolés par des transformateurs montés en amont des drivers, ce qui diminue leurs dimensions **(fig. 6)**.

Les drivers fournissent un courant base positif de 2 A.

Le courant négatif de base est limité à 10 A par une résistance. Le dI_B/dt est de 8 mA par microseconde.

Le transformateur 20 kHz

Le circuit magnétique, de 18 cm² de section, est constitué de 4 ferrites 3C6 en U accolés deux à deux. La fenêtre est de 35 mm × 100 mm.

Le rapport de transformation, compte tenu de la tension réseau minimum (442 V) et du temps de conduction maximum (20 µs), est :

$$n = \frac{VS}{V_p} \times \frac{T}{\tau} = \frac{50}{442} \cdot \frac{50}{20} = 0{,}283$$

Le primaire est constitué de 19 tours de fils émaillés de 1,5 mm de diamètre en parallèle.

L'inductance primaire est calculée de manière à avoir un courant magnétisant de l'ordre du dixième du courant maximum, soit 4 A :

$$L_p = \frac{442}{4} \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 2{,}21 \text{ mH}$$

- **Redressement 20 kHz**

Nous avons choisi deux diodes de 50 A en parallèle BYW 78/200 en raison de leur faible tension directe (VF = 0,85 V à 50 A et 100 °C jonction) et de leur rapidité (t_{rr} = 60 ns).

Les pertes en commutation des diodes étant négligeables, la puissance totale à dissiper est :

0,85 V × 100 A = 85 W

Le radiateur des diodes sera donc plus important que celui des transistors.

La marge de sécurité en tension inverse est de 12,5 %. La tension inverse réappliquée peut présenter une pointe due aux inductances du câblage. Un réseau RC est placé aux bornes de chaque groupe de diodes (4,7 nF, 47 Ω–3 W).

Inductance de lissage

Nous avons choisi un circuit magnétique en fer en double C qui a une inductance de saturation de 8 000 G, une section de fer de 11,32 cm², un entrefer de 2,1 mm. Le bobinage est composé de 15 spires en feuillard de cuivre en 60 mm de large et 2 fois 0,5 mm d'épaisseur.

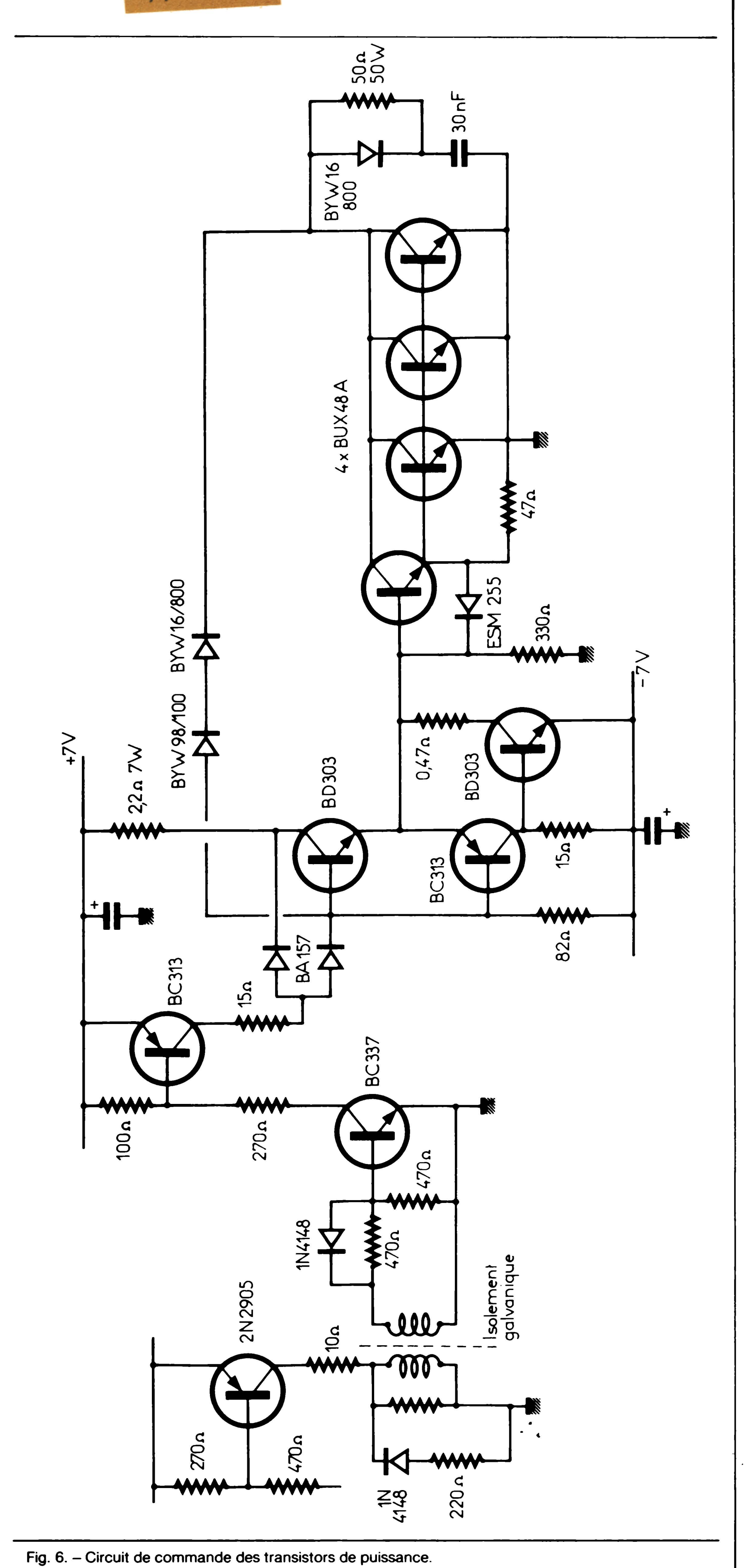


Fig. 6. – Circuit de commande des transistors de puissance.

Convertisseur 5 kW : quelques oscillogrammes

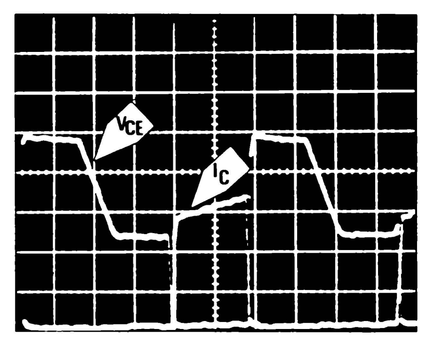


Photo 1. – Courant collecteur I_C et tension collecteur-émetteur V_{CE}. V_{CE} = 100 V/div., I_C = 10 A/div., t = 10 µs/div.

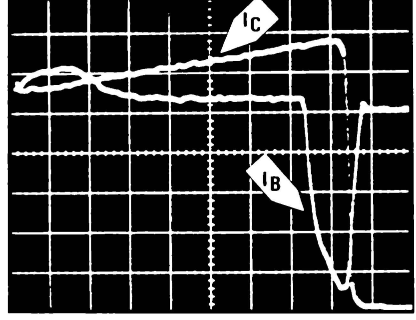


Photo 2. – Courant collecteur I_C et courant base I_B. I_C = 5 A/div., I_B = 2 A/div., t = 2 µs/div., courant de sortie : 100 A.

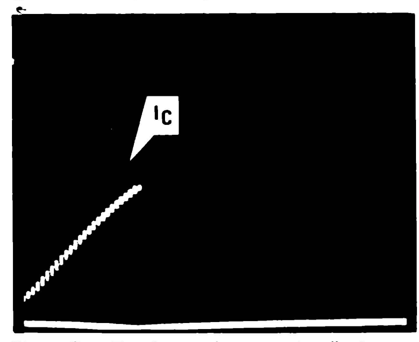


Photo 3. – Enveloppe du courant collecteur en cas de fonctionnement en surcharge. I_C = 10 A/div., t = 5 ms/div., sortie en court-circuit.

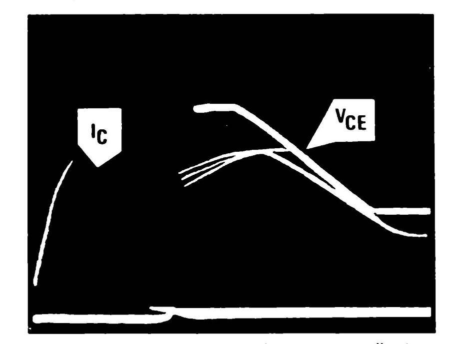


Photo 4. – Oscillogramme du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur lors du passage de circuit ouvert en court-circuit de charge. I_C = 10 A/div., V_{CE} = 100 V/div., t = 2 µs/div., sortie en court-circuit.

Une valeur raisonnable pour la composante ondulée du courant est de 10 à 15 % du courant moyen.

Condensateur de filtrage 20 kHz

La durée de vie du condensateur est très réduite par la température, aussi faut-il veiller à ce qu'il ne chauffe pas. On utilisera un condensateur à faible impédance série.

Circuit de surveillance du courant primaire

Ce circuit délivre un signal de blocage des commutateurs à 36 A et à 40 A comme il a été dit au paragraphe « surveillances ».

Nous utilisons un tore de ferrite B 50 de 40 mm de diamètre dans lequel passe le courant primaire, et 5 tours de fil isolé pour la lecture. Le signal attaque deux comparateurs SFC 2311 qui délivrent les signaux de dépassement de 36 A et 40 A.

Régulation en courant et tension

Les boucles doivent être fermées l'une après l'autre. Il faut utiliser du câble blindé pour véhiculer l'information des capteurs vers les amplificateurs de régulation, et ramener le zéro électrique des éléments des boucles au même point.

Tous les circuits signaux ont leur zéro électrique connecté au négatif du condensateur de filtrage 20 kHz.

Essais en transitoires en boucle fermée

Le contrôle progressif du temps de conduction à la mise sous tension permet de limiter le courant d'appel du condensateur de filtrage 20 kHz. On se reportera aux oscillogrammes présentés dans le tableau.

A la mise à pleine tension avec une charge nulle, le circuit de limitation à 36 A maintient le temps de conduction au $t_{on\ min}$ jusqu'à 40 A, après quoi le fonctionnement est interrompu pendant 1 s. Le convertisseur fait des tentatives de démarrages séparées de 1 s jusqu'à ce que le court-circuit disparaisse.

Conclusion

Cette réalisation permet d'apprécier l'efficacité du transistor au travail sur le réseau industriel. Les performances en rendement, souplesse, encombrement, poids et fiabilité sont réunies grâce à l'avènement du transistor de puissance en commutation.

L'auto-protection est la caractéristique la plus importante apportée par le transistor, car elle est une sécurité contre les accidents de fonctionnement et accroît ainsi la fiabilité de l'ensemble.

Ce circuit peut être utilisé dans tous les cas où l'on a besoin d'une tension continue régulée à partir du réseau triphasé 380 V.

L'éventail d'utilisation du transistor en tant que commutateur de haute tension est très étendu. Il est important de retenir qu'il est capable en même temps de jouer un rôle de protection dans l'équipement.

G. Sendrané

Bibliographie

– « Le transistor de puissance dans son environnement », Thomson-CSF – Division Semiconducteurs discrets.

Une réalisation de « labo » originale pour un domaine peu connu.



Un transféromètre T.B.F.

L'article ci-après décrit un système permettant de mesurer, de manière semi-automatique, la fonction de transfert (gain et déphasage) de circuits (filtres, systèmes asservis en boucle ouverte) aux très basses fréquences.

Le gain et le déphasage entre la tension d'entrée et la tension de sortie du circuit à étudier sont mesurés grâce à une technique numérique. L'appareil calcule et affiche le déphasage (sin ψ) et l'amplitude de la tension de sortie.

Principe

La mesure de la fonction de transfert de filtres ou de systèmes asservis aux très basses fréquences (0,001 à 10 Hz) est assez difficile à réaliser. La méthode classique, de *« Lissajous »*, qui conduit à l'enregistrement analogique d'une ellipse sur une table traçante XY, est relativement peu précise dans la mesure du déphasage.

L'appareil présenté dans cet article a été étudié et mis au point pour l'étude de structures métal-isolant-métal en fonction de la fréquence [1]. Mais il peut être utilisé pour mesurer la fonction de transfert de divers circuits.

Le schéma de principe du système de mesure est très simple **(fig. 1)**.

Soit $v_e = A \sin \omega t$, tension de référence appliquée à l'entrée du système à étudier.

v_s est proportionnelle à v'_s :

$$\frac{v_s}{v'_s} = -\frac{R_0}{R_1}$$

En échantillonnant cette tension v_s, pour chaque période, à des instants t_1, t_2, t_3 et t_4 correspondant à des valeurs de ωt égales à 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$ **(fig. 2)**, nous obtenons, par combinaison linéaire des quatre valeurs du signal de sortie correspondant à une période, deux paramètres auxiliaires M et N [2] ; ces paramètres sont reliés à la différence de phase ψ entre le signal de référence et le signal de sortie, ainsi qu'à l'amplitude V_M du signal de sortie :

$$M = 2 V_M \cos \psi \text{ et } N = 2 V_M \sin \psi.$$

Ils sont indépendants d'une dérive supposée linéaire. On en tire :

$$V_M = 1/2 \sqrt{M^2 + N^2}$$

et

$$\sin \psi = \frac{N}{\sqrt{M^2 + N^2}}$$

Description du système de mesure

Le système de mesure est composé d'un générateur numérique de signal sinusoïdal, d'un détecteur de passage à 0°, d'une détection des instants t_2, t_3, t_4, d'un amplificateur de mesure et d'un convertisseur analogique-numérique, commandé par les systèmes de détection **(fig. 3)**.

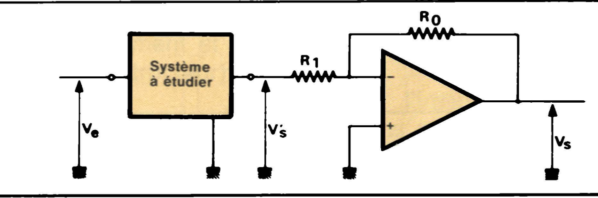


Fig. 1. – Schéma équivalent du système de mesure.

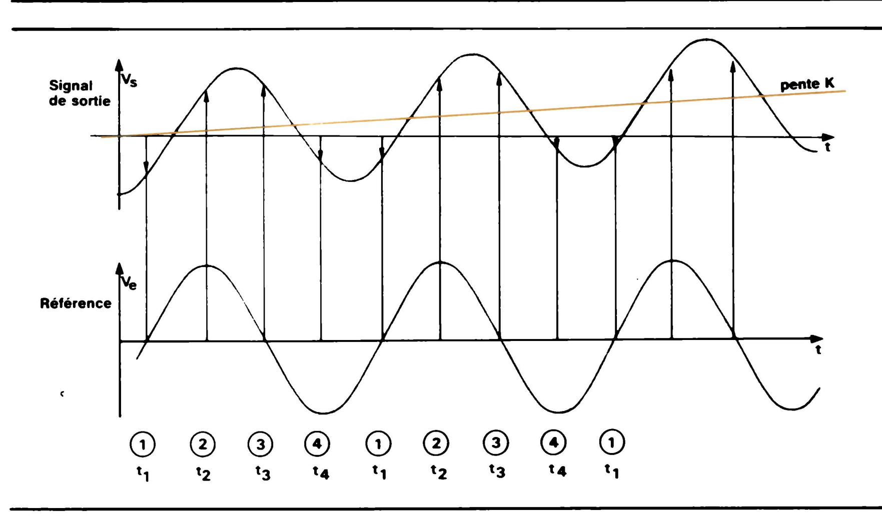


Fig. 2. – Instants d'échantillonnage.

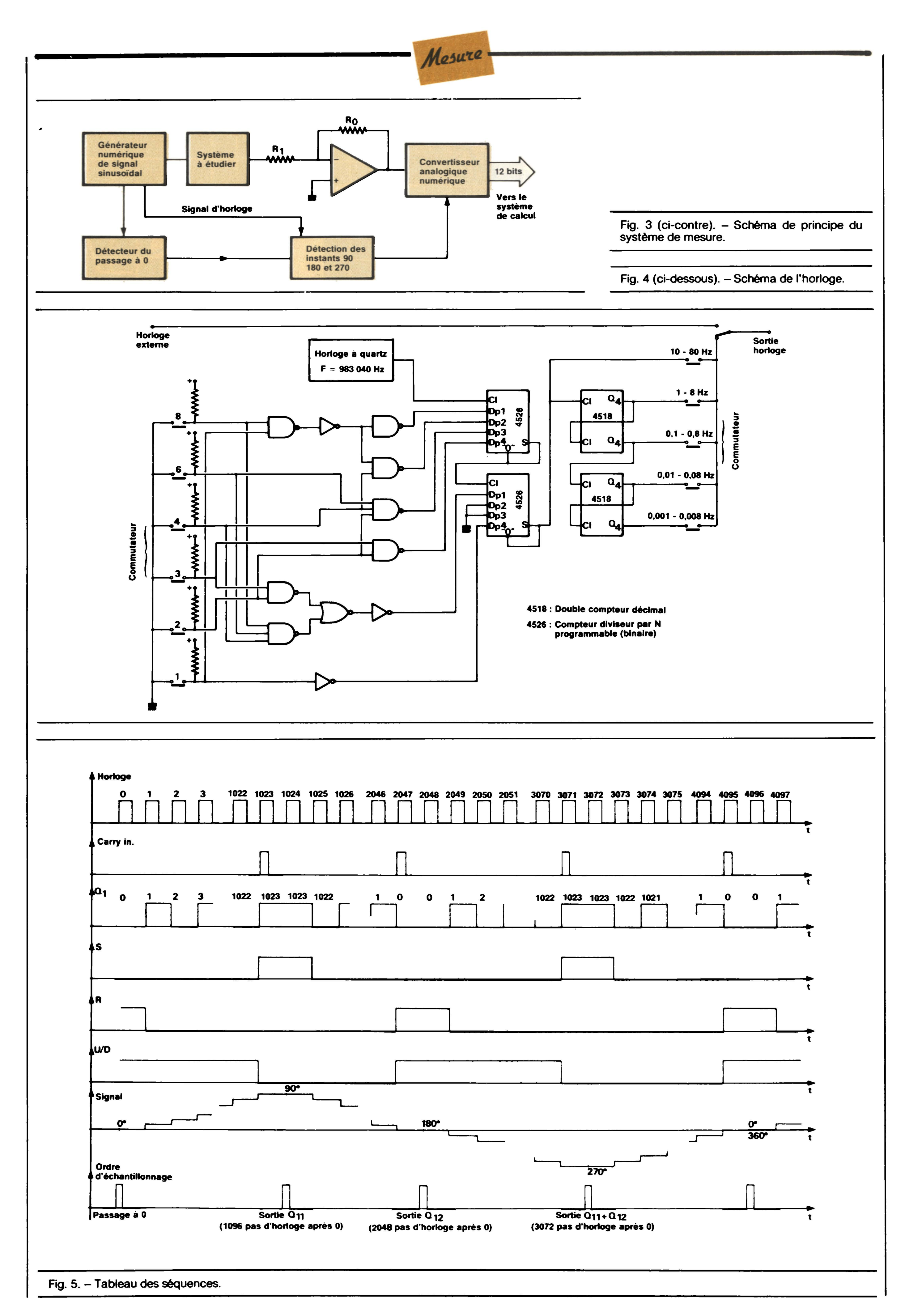


Fig. 3 (ci-contre). – Schéma de principe du système de mesure.

Fig. 4 (ci-dessous). – Schéma de l'horloge.

Fig. 5. – Tableau des séquences.

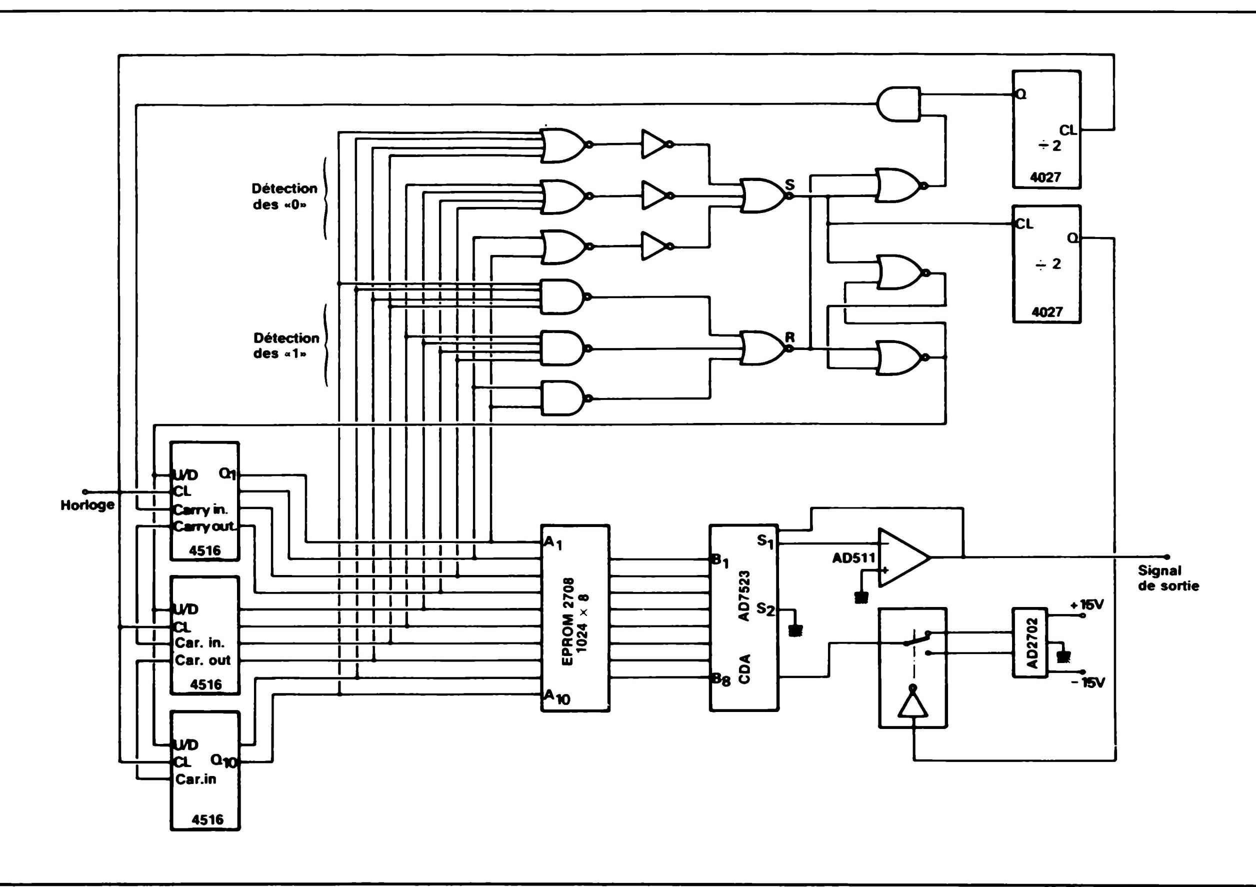


Fig. 6. – Schéma du générateur sinusoïdal.

Générateur numérique de signal sinusoïdal

L'utilisation d'un générateur sinusoïdal numérique présente plusieurs avantages : faible taux des harmoniques 2, 3, 5, détermination très précise des instants 0, $\pi/2$, et $3\pi/2$, stabilité en fréquence (horloge à quartz), stabilité et précision en amplitude (définies par une référence de tension). Les fréquences de mesures doivent être fixes, et assez rapprochées les unes des autres ; nous les avons choisies dans les rapports : 1, 2, 3, 4, 6, 8, 10, 20...

Elles sont obtenues par division de fréquence d'un générateur unique de fréquence f_M. Elles constituent K gammes de fréquences f_i, $2f_i$, $3f_i$, $4f_i$, $6f_i$, $8f_i$ (i allant de 1 à K) ; le ppcm de 1, 2, 3, 4, 6 et 8 étant 24, la fréquence f_M doit être un multiple de 24 ; $f_M/24$ doit être un multiple de 4096 (nombre de pas par période) et de la fréquence maximale f_K de f_i ; nous avons pris : f_K = 10 Hz. Donc :
$f_M = 24 \times 4096 \times 10 = 983\,040$ Hz, fréquence très convenable pour un quartz. Nous avons choisi :

$$f_1 = \frac{1}{1\,000}\text{Hz} ;$$

nous avons donc en définitive K = 5, c'est-à-dire cinq gammes de fréquences de mesure (0,001 – 0,008 Hz 0,01 – 0,08 Hz, 0,1 – 0,8 Hz 1 – 8 Hz, 10 – 80 Hz) **(fig. 4)**.

Le quartz utilisé présente une bonne stabilité en fréquence, puisque la stabilité $\Delta F/F$ cumulée dans les conditions d'environnement et sur un an (donnée par le constructeur) est de $\pm 50 \cdot 10^{-6}$.

La sinusoïde est générée à partir d'une mémoire EPROM (2708) dans laquelle nous avons programmé 1/4 de sinusoïde en 1 024 mots de 8 bits. Cette mémoire est adressée par des compteurs-décompteurs commandés par l'horloge à quartz, et basculée en position comptage ou décomptage par une logique de commande détectant les passages à 0 et à 1. Afin d'éviter une erreur de 1/2 pas aux passages $0 + k\,\pi/2$, aux adresses 0 et 1023 de la mémoire, les 3 compteurs sont bloqués pendant un pas d'horloge. Le tableau des séquences **(fig. 5)** nous montre comment est élaboré le signal et comment sont détectés les instants 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$.

La mémoire adresse un convertisseur digital-analogique qui, associé à un amplificateur opérationnel et à une référence de tension (+ 10 V, – 10 V) permet d'obtenir le signal **(fig. 6)**.

Filtrage du signal obtenu

Le but du filtrage est de lisser la sinusoïde, c'est-à-dire d'atténuer l'harmonique 4096 due aux pas d'incrémentation, tout en ayant une atténuation négligeable pour les fréquences de mesure.

A l'intérieur d'une décade, nous avons six fréquences utiles possibles (de f_u à $8f_u$) ; nous avons choisi un filtre de type *Butterworth* du 4e ordre, avec une fréquence de coupure à 3 dB : $f_c = 20 f_u$ [3].

Il suffit d'un filtre par gamme (la décade 0,001 Hz utilise le même filtre que la décade 0,01 Hz). La commutation de ces filtres en fonction de la gamme utilisée est automatique.

Elle est réalisée à l'aide de commutateurs FX 101 L *(Consumer Microcircuits Limited* [4]) dont l'enclenchement est assuré lorsque la fréquence du signal d'entrée se situe à l'intérieur d'une fourchette prédéterminée. Pour les gammes 0,001 et 0,01 Hz, nous utilisons un commutateur FX 301 L dont l'enclenchement s'effectue lorsque la fréquence du signal d'entrée passe au-dessus ou au-dessous d'une valeur prédéterminée **(fig. 7)**.

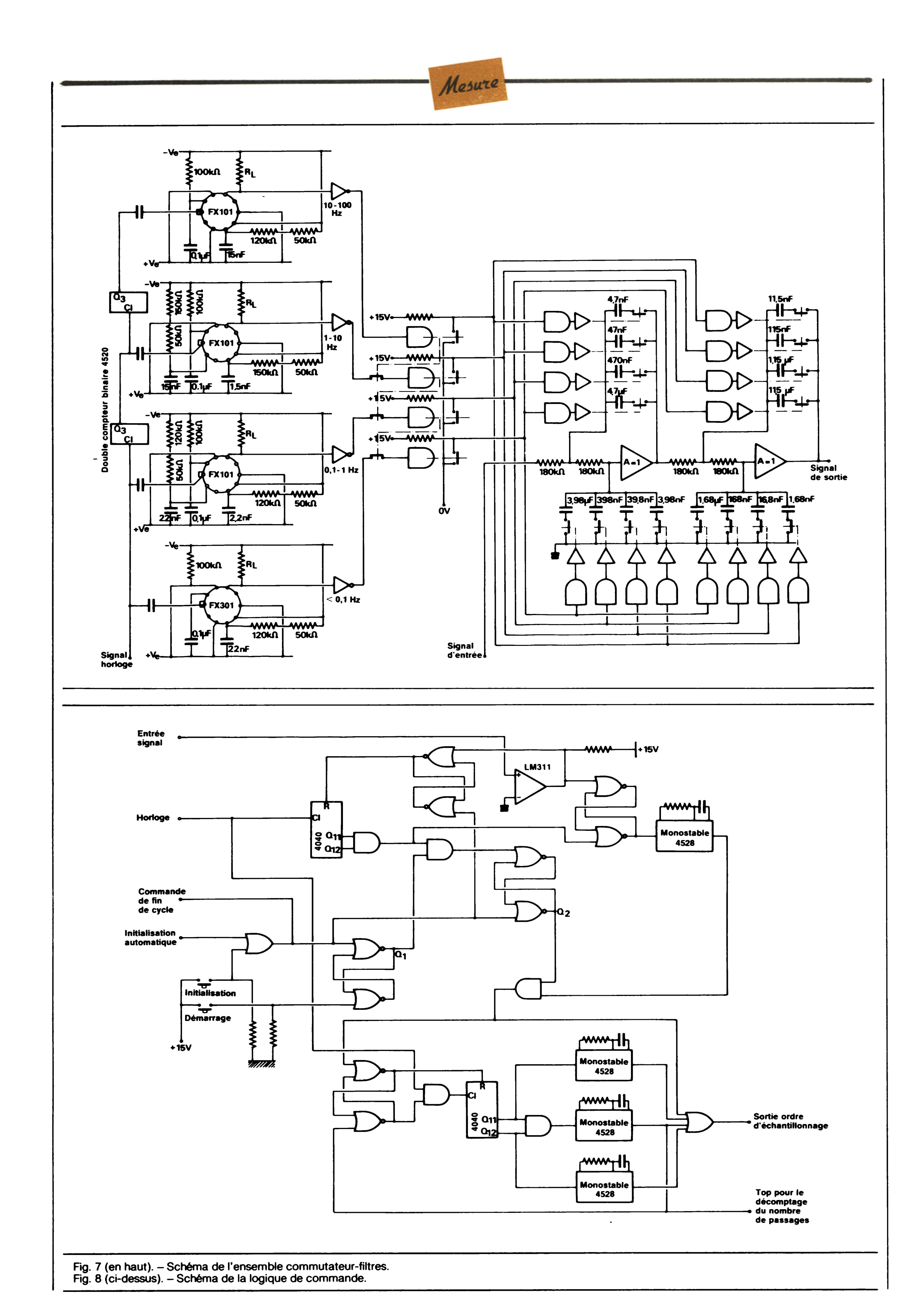


Fig. 7 (en haut). – Schéma de l'ensemble commutateur-filtres.
Fig. 8 (ci-dessus). – Schéma de la logique de commande.

Fig. 9. – Schéma de la partie analogique.

Logique de commande d'initialisation, de démarrage et d'ordres d'échantillonnage

Dès la mise en marche de l'appareil, la sinusoïde est élaborée. Toutefois, les divers réglages n'étant pas encore effectués, il n'est pas possible d'échantillonner le signal et de commencer la mesure. Il est donc nécessaire d'initialiser les différentes bascules. Le fait d'appuyer sur le bouton « démarrage » permet de commencer le cycle de mesure **(fig. 8)**.

Au passage au « zéro » de tension du signal de sortie, un comparateur de précision (AD 311) fournit la première impulsion d'échantillonnage (correspondant à l'instant zéro) et, simultanément, débloque un compteur 12 bits commandé par la fréquence d'horloge ; après 1024 pas d'horloge, le compteur fournit une impulsion, pour l'instant $\pi/2$, après 2048 pas, une impulsion pour π et, après 3072 pas, une impulsion pour $3\,\pi/2$ **(fig. 5)**.

La présélection du nombre de périodes de mesure désirées est effectuée à l'aide de compteurs à présélection (4510) et de roues codeuses. Le signal d'horloge de ces compteurs est donné par l'impulsion venant du passage à $3\,\pi/2$.

Partie analogique du processus de mesure

La partie analogique du système est composée de plusieurs amplificateurs :

– un premier amplificateur dont le gain peut être réglé à 4 valeurs fixes permettant d'obtenir les amplitudes désirées (0,01 – 0,1 – 1 – 5 V) ;

– un amplificateur de mesure ;

– un amplificateur à gain réglable.

Ce dernier amplificateur est en fait un amplificateur d'instrumentation possédant deux entrées différentielles. Les réglages de zéro de tension de sortie (ou offset) et de gain sont effectués sur cet étage en initialisant le système **(fig. 9)**.

Le réglage de tension d'offset est effectué au moyen d'un ensemble compteur-convertisseur numérique-analogique envoyant une tension positive ou négative sur une entrée de l'étage amplificateur. Un comparateur AD 311 compare à zéro la tension de sortie et, par l'intermédiaire d'une bascule RS et de monostables, bloque l'entrée horloge du compteur lorsque la sortie de l'amplificateur est à zéro. Le réglage de zéro étant réalisé, l'autorisation de réglage de gain est donnée.

Le réglage de gain s'effectue de la manière suivante :

– le gain de l'amplificateur à gain réglable est commuté sur sa valeur minimale ;

– un comparateur AD 311 détecte l'instant de passage à 0 de la sortie

de l'amplificateur d'instrumentation. Ce signal sert d'horloge à un compteur *Johnson* à 5 étages (4017) ; la 3[e] impulsion à la sortie de ce compteur, correspondant au 3[e] passage de la sinusoïde, déclenche un compteur 12 bits (4040) ; après 1024 pas d'horloge, ce compteur commande un ensemble échantillonneur-bloqueur-convertisseur A/N qui mesure l'amplitude V_M de la tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation (V pour $\pi/2$). Ce convertisseur A/N adresse une mémoire EPROM dans laquelle ont été programmées les adresses du multiplexeur commutant les résistances qui permettent le réglage du gain **(fig. 10, tableau 1).**

Acquisition des données

La conversion des valeurs de la tension aux instants 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$ en valeurs numériques est réalisée par un ensemble échantillonneur-bloqueur et un convertisseur analogique-numérique de 12 bits (type AD 572 de *Analog Devices)* ayant une vitesse de conversion de 25 μs **(fig. 11)**, [5] [6].

Les autres valeurs numériques nécessaires au calcul sont :

– le nombre de passages effectués (fourni sur 3 bits par les roues codeuses) ;

– la valeur du gain (sur 3 bits par l'EPROM) ;

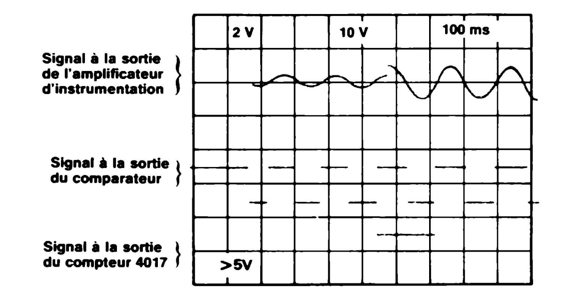
– les instants 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$ (sur 2 bits) ;

– la fin de la conversion (1 bit fourni par le convertisseur A/N).

L'ensemble des valeurs numériques nécessaires au calcul est donné sur 3 octets.

Tableau 1

Amplitude maximum à 90°	Sortie binaire du C.A.N. (adresse de la PROM)	Adresse du multiplexeur	Gain
de 0 à 19,5 mV	0000 0000 à 0000 0010	111	1280
19,5 à 39 mV	0000 0011 à 0000 0100	110	640
39 à 78 mV	0000 0101 à 0000 1000	101	320
78 à 156 mV	0000 0001 à 0001 0000	100	160
156 à 312 mV	0001 0001 à 0010 0000	011	80
312 à 625 mV	0010 0001 à 1000 0000	010	40
0,625 à 1,25 V	0100 0001 à 1000 0000	001	20
1,25 à 2,5 V	1000 0001 à 1111 1111	000	10



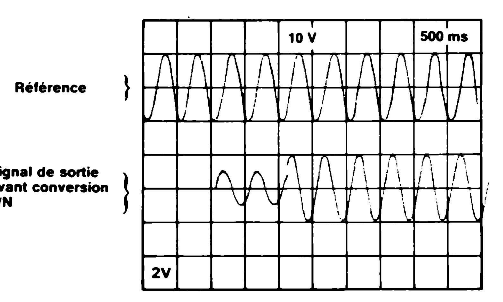


Fig. 10. – Forme des signaux montrant la commutation automatique.

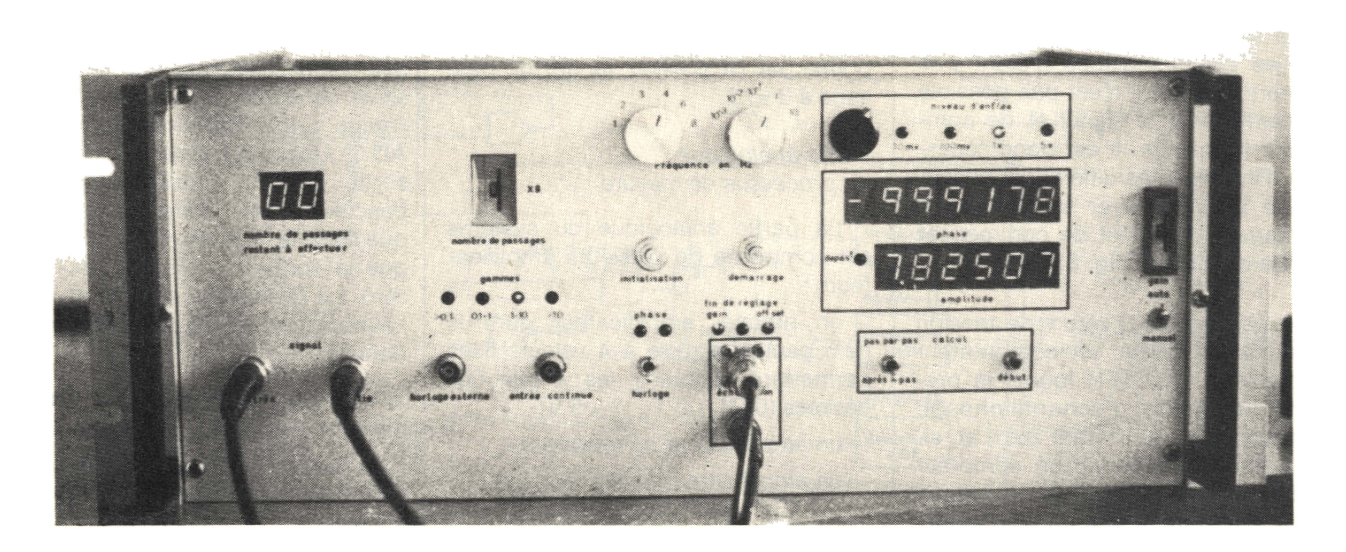


Photo 1. – Aspect du transféromètre réalisé par les auteurs.

Echantillonnage
Maintien
E_{inSH}
Échantillonneur Bloqueur
E_{sSH}
E_{inADC}
Convertisseur Analogique-Digital
Départ de la conversion
Temps de conversion
Départ de la conversion
Horloge interne
Conversion

• Remise à 0 des mémoires vives
• Programmation du 8255
• Entrée du port C à l'adresse 3C28
PC 3 = 0 — oui / non
C = 1 — non / oui
• Entrée du port A à l'adresse 3C08
• Port B à l'adresse 3C27
• Mettre à l'adresse 3C09 les 4 bits bas du port B
• Mettre les bits 4, 5 et 6 du port B (nombre de passages) à l'adresse 3C19, et les décaler à droite
• Faire M' - 0800 H → M'
• Mettre 409,5 × G → W
• Test de la phase
• Envoyer un 1 à l'adresse du voyant
• Mettre 0 PC4 du 8255 → PC3 reste à 0 les données ne peuvent plus être entrées
Mettre 1 → C
ωt = 180 — non
ωt = 90 — non
ωt = 0 — non
N + M' → N
W + W' → W
M - M' → M
N - 2 M' → N
M + 2 M' → M
N + M' → N
M - M' → M
Calcul passage par passage — non / oui
• Décrémenter le nombre de passages
• Faire le calcul de la phase et de l'amplitude
• Décrémenter le nombre de passages
Nombre de passage = 0 — non / oui
• Mettre 0 sur PC 4 du 8255 → PC 3 reste à 0; les données ne peuvent plus être entrées
• Effectuer le calcul de la phase et de l'amplitude
Nombre de passages = 0 — non / oui
• Mettre 0 sur PC 4 du 8255 → PC 3 reste à 0 les données ne peuvent plus être entrées
0 → C
• Sortie et affichage par multiplexage des résultats sin ψ et de l'amplitude

Système de calcul

L'organigramme général du système d'acquisition des données et de calcul est donné dans la **figure 12**.

Ce programme, après initialisation, c'est-à-dire remise à zéro des mémoires vives et programmation des circuits d'interface E/S parallèles, teste les périphériques afin de savoir si ceux-ci sont prêts à fournir les données. Dans le cas d'une réponse positive, le programme permet l'acquisition des données ainsi que le calcul de la phase et de l'amplitude ; dans le cas contraire, le programme se boucle sur l'affichage dans l'attente d'une réponse positive. La **figure 13** nous donne l'organisation interne des mémoires mortes avec l'emplacement des données et des résultats.

Ce programme, réalisé en langage assembleur, occupe 1,5 K-octets d'EPROM. Il est constitué par plusieurs sous-programmes (multiplication, division, racine carrée, conversion binaire – BCD).

La réalisation technique de ce système de calcul a été effectuée à partir d'une carte BLC 80/10 de *National-Semiconductor* comportant, autour du microprocesseur 8080 A, une horloge, des RAM, PROM et 2 circuits d'interface entrée-sortie parallèle (8255) [7].

Mesures et essais

Des mesures ont été effectuées sur des filtres passe-bas (3 cellules RC en parallèle) et réjecteur de bande (double T) entre 10^{-3} et 10 Hz **(fig. 14 et 15).** Elles démontrent la facilité d'emploi du système, qui effectue lui-même les divers réglages nécessaires, nonobstant une assez grande précision ; l'erreur sur la phase est nettement inférieure à 1°, celle sur l'amplitude de l'ordre de 1 %.

La **figure 16** nous montre le diagramme de *Black* (phase-amplitude) d'un système asservi en boucle ouverte. Il s'agit ici d'un moteur à courant continu entraînant un petit alternateur triphasé et une dynamo tachymétrique. Les mesures (ψ et G en fonction de la fréquence) sont réalisées en modulant la tension de consigne, c'est-à-dire en envoyant un si-

Fig. 11 (en haut). – Schéma de l'ensemble échantillonneur-bloqueur / convertisseur analogique-numérique.
Fig. 12 (ci-contre). – Organigramme du programme.

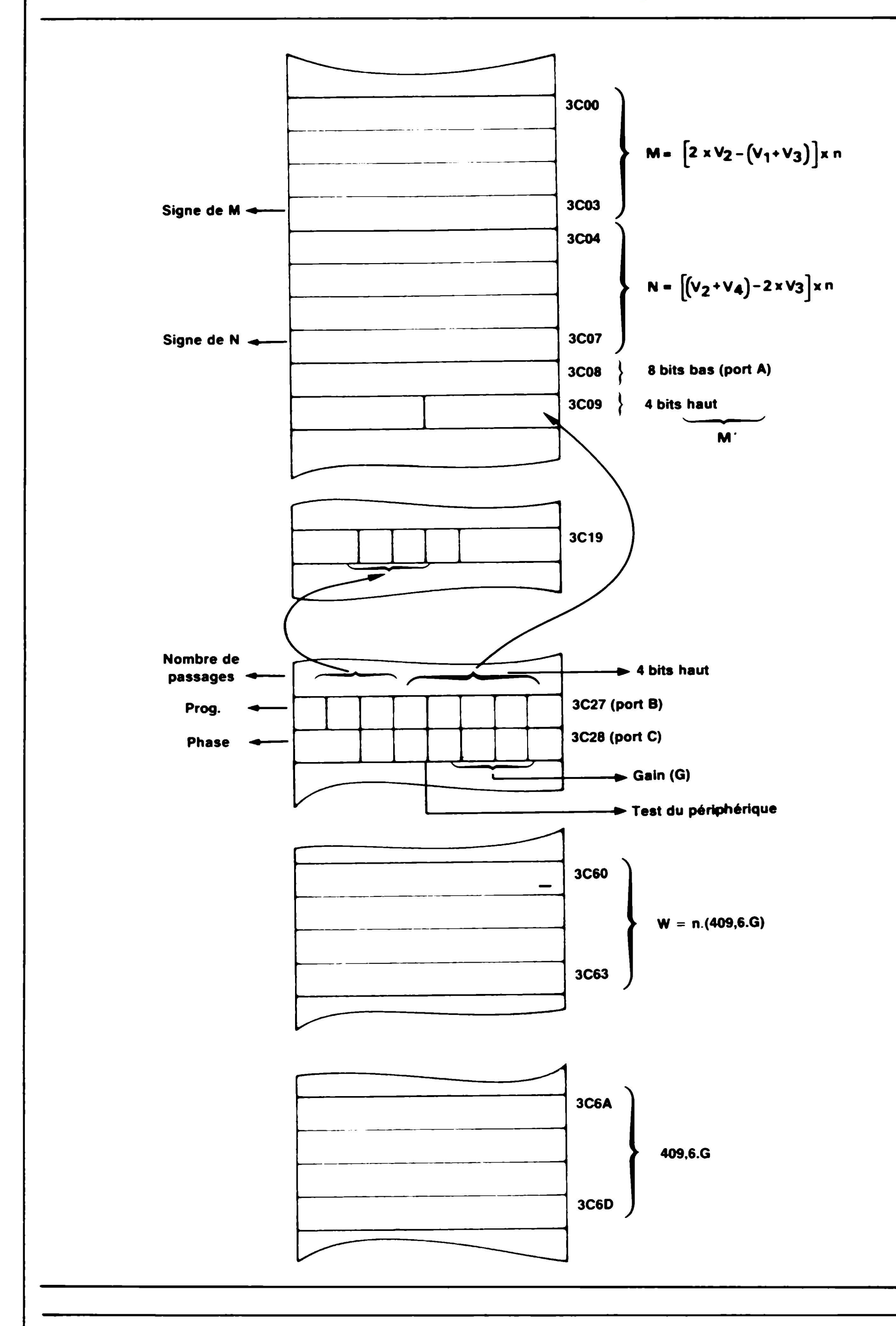


Fig. 13. – Organisation des mémoires V_1, V_2, V_3, V_4, tensions V_S, mesurées aux temps t_1, t_2, t_3, t_4.

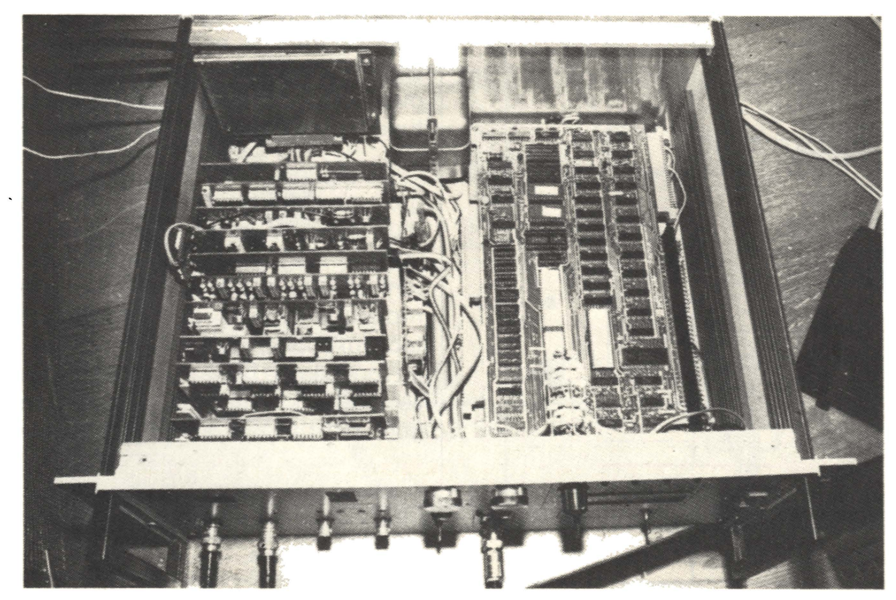


Photo 2. – Vue intérieure du transféromètre TBF.

gnal sinusoïdal à la place de la tension de la dynamo et en observant l'évolution du signal. Les résultats sont en accord avec ceux obtenus par la méthode de *Lissajous*, mais ils sont plus précis et plus faciles à obtenir. En effet ici l'observation de l'ellipse est malaisée par suite de la dérive en tension à la sortie de la dynamo tachymétrique.

Ce système a été étudié à l'origine pour la mesure de structures métal-isolant-métal aux très basses fréquences. Nous ne parlerons pas des résultats obtenus sur ce type d'échantillon, ils ont été publiés par ailleurs [2,8] ; nous avons voulu montrer ici, à l'aide des deux exemples précédents, que ce système est également bien adapté à la mesure de la fonction de transfert de filtres et de systèmes asservis en très basse fréquence.

C. Petit et E. Merienne

Laboratoire d'Electronique
et de Rayons X,
Université de Reims

Bibliographie

[1] Petit C., Analyseur numérique de phase et d'amplitude en très basse fréquence, Mémoire Ingénieur *C.N.A.M.*, Reims, 1980.

[2] Petit C., Merienne E., Ropars F. et Despujols J., Analyseur de phase et d'amplitude en très basse fréquence, *L'Onde Electrique*, 1982, 4, 67-70.

[3] Bildstein P., Filtres actifs, *Editions Radio*, Paris (1972).

[4] *Consumer Microcircuits Limited*, Product Information, Publication D/103-D/104.

[5] Delsol R., Circuits intégrés et techniques numériques, *Cepadues Editions*, Toulouse (1974).

[6] Loriferne, Conversion analogique-digital, digital-analogique, *Compagnie Française d'Edition*, Paris (1974).

[7] Manuel d'utilisation du microprocesseur 8080 *INTEL, INTEL Corporation, Tekelec-Airtronic* (1976).

[8] F. Ropas, G. Delaunay, C. Petit et J. Despujols, Comportement en courant alternatif de structures en couches minces Al-SIO/B_2O_3-Au, *Thin Solid Films*, 1981, 76, 295-306.

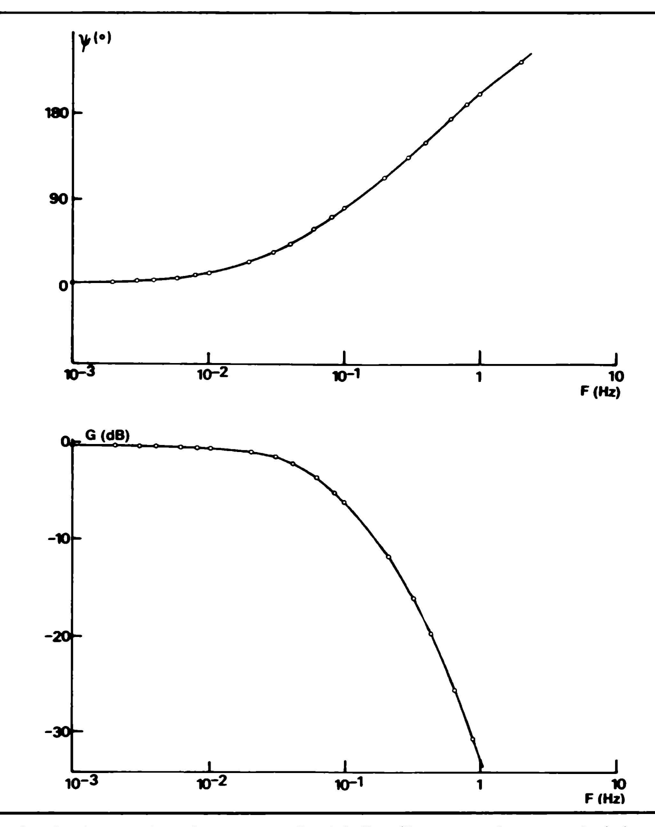


Fig. 14. – Courbe de réponse (en phase et amplitude) d'un filtre passe-bas constitué de trois cellules RC en parallèle.

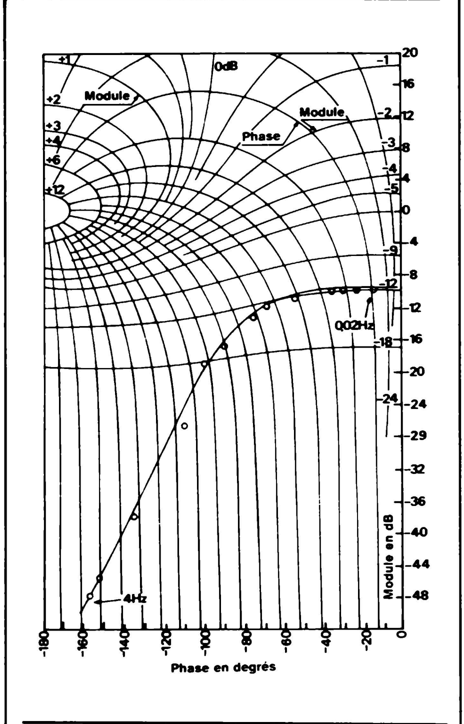


Fig. 16. – Diagramme de Black du système asservi (moteur en boucle ouverte).

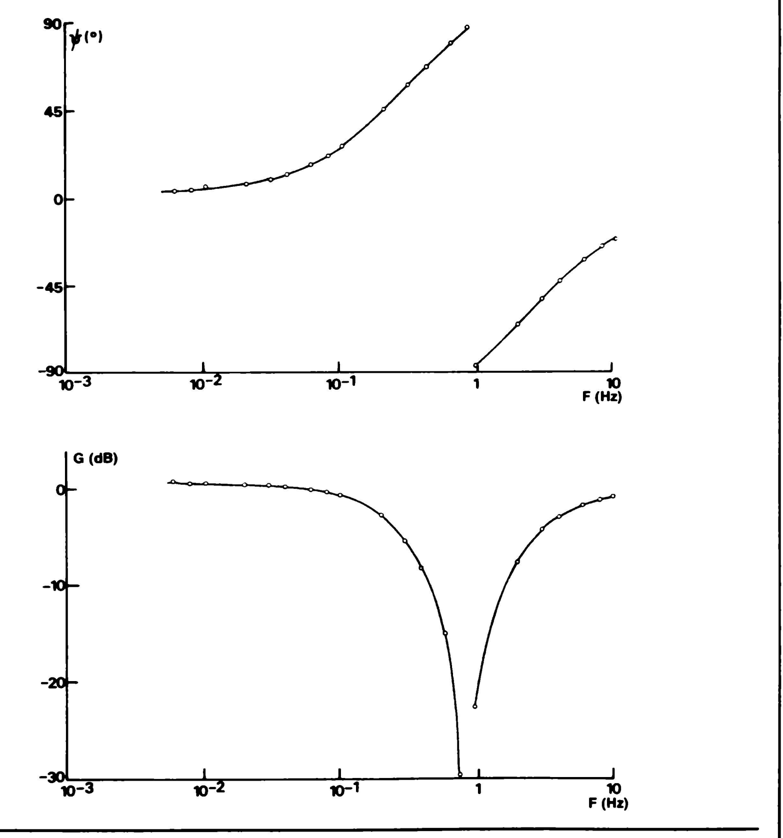


Fig. 15. – Courbe de réponse (en phase et amplitude) d'un filtre réjecteur de bande « double T ».

Si vous cherchez un générateur de fonction programmable pour votre système automatique, vous le trouverez sûrement dans notre série 270.
Le modèle 270 fournit des signaux sinusoïdaux, carrés et triangulaires de 0,1 Hz à 12 MHz en mode entretenu, déclenché ou train d'ondes.
La sortie est variable entre 10 mV et 10 V crête-à-crête dans 50 Ω avec une résolution de 3 chiffres.
Le modèle 271 produit de plus des impulsions de retard et largeur variables, ainsi que des rafales prédéterminées de 1 à 1 048 200 coups.
Le modèle 278 possède en plus un mode synthétisé avec une résolution en fréquence de 5 chiffres.
Ces appareils permettent tous une programmation en format libre et une entrée des paramètres dans un ordre quelconque (une seule commande «exécute» les signaux intermédiaires indésirables).
L'interface pour le bus GPIB est standard.
Et les générateurs de fonction de la série 270 sont également extrêmement faciles à utiliser manuellement.
Le même microprocesseur, qui les rend si faciles à programmer, les rend encore plus faciles à utiliser. Et leur prix les rend faciles à acquérir...



rue des Petits-Ruisseaux - B.P. 24
91370 Verrières-le-Buisson
Tél. : (6) 930.28.80
Télex : 600 517 F

les générateurs de fonction programmables

WAVETEK®

autonomes ou intégrés

SERVICE-LECTEURS N° 234



Les amplificateurs à découpage et leurs applications

Les amplificateurs opérationnels à découpage font partie d'une génération nouvelle de composants à hautes performances, notamment en terme de tension d'offset et de courant de polarisation, ainsi que du point de vue de la rapidité et de la bande passante.

La technologie C-MOS s'adapte tout particulièrement à la réalisation d'« ampli-op » de ce type, qui tendent à remplacer, sous une présentation monolithique, nombre de circuits discrets ou hybrides.

C'est vers une meilleure connaissance des amplificateurs à découpage que tend l'article ci-après...

Principes des amplificateurs à découpage

La tension de décalage (« offset ») à l'entrée des amplificateurs opérationnels (avec ses variations en température, dans le temps, avec la tension d'alimentation, la tension de mode commun...) a, de tout temps, été un obstacle pour l'utilisateur. Généralement inférieure à 10 mV, cette tension peut encore être réduite à l'aide de potentiomètres d'ajustage, avec ce que cela comporte de temps de réglage, de contrôle, de baisse de fiabilité...

Les amplificateurs à découpage se sont attaqués au problème, en éliminant le besoin d'amplification de la tension continue. Les signaux basse fréquence (courant continu inclus) sont découpés, c'est-à-dire modulent une fréquence porteuse. Le signal alternatif résultant est amplifié, puis démodulé pour restituer la BF.

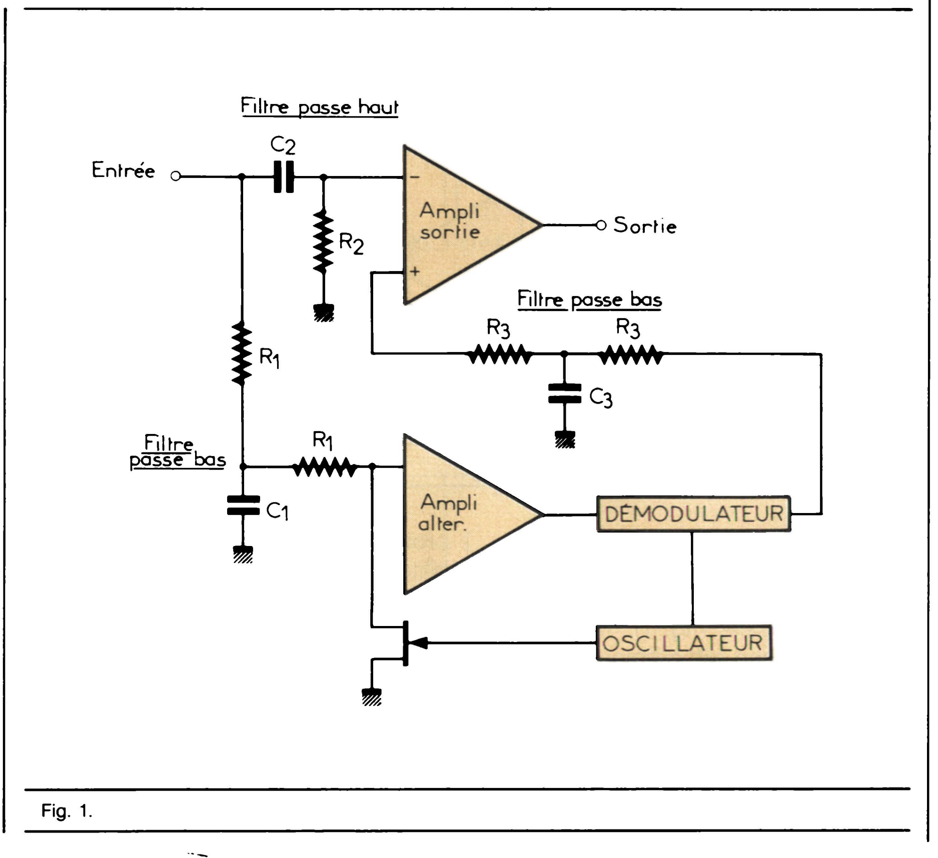


Fig. 1.

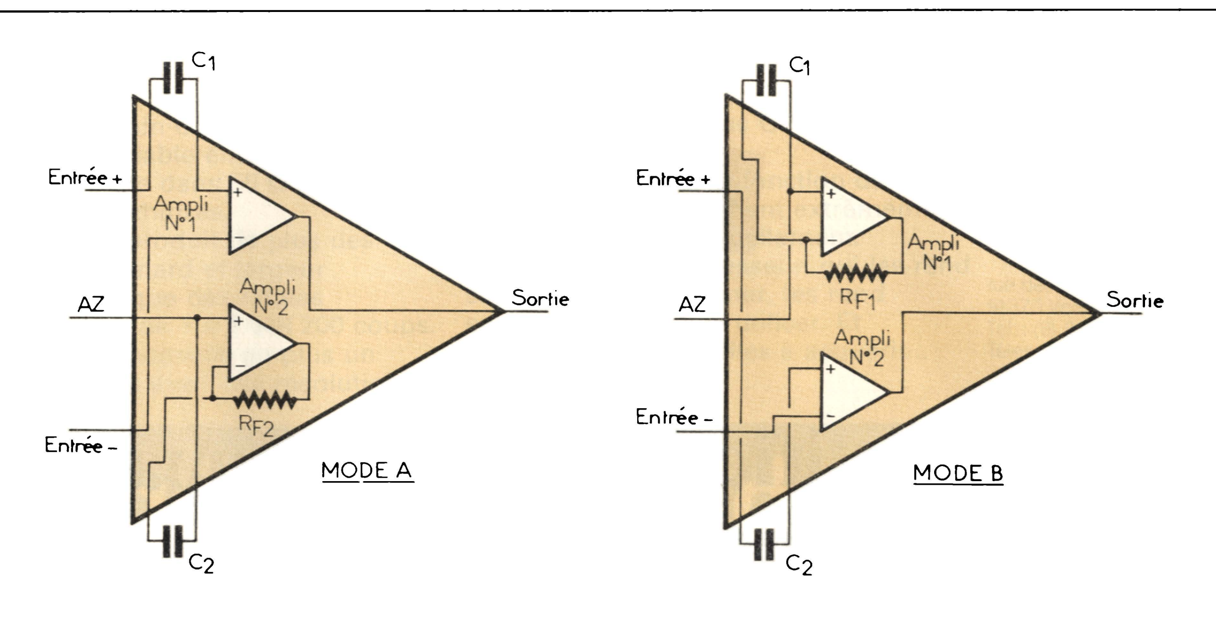


Fig. 2.

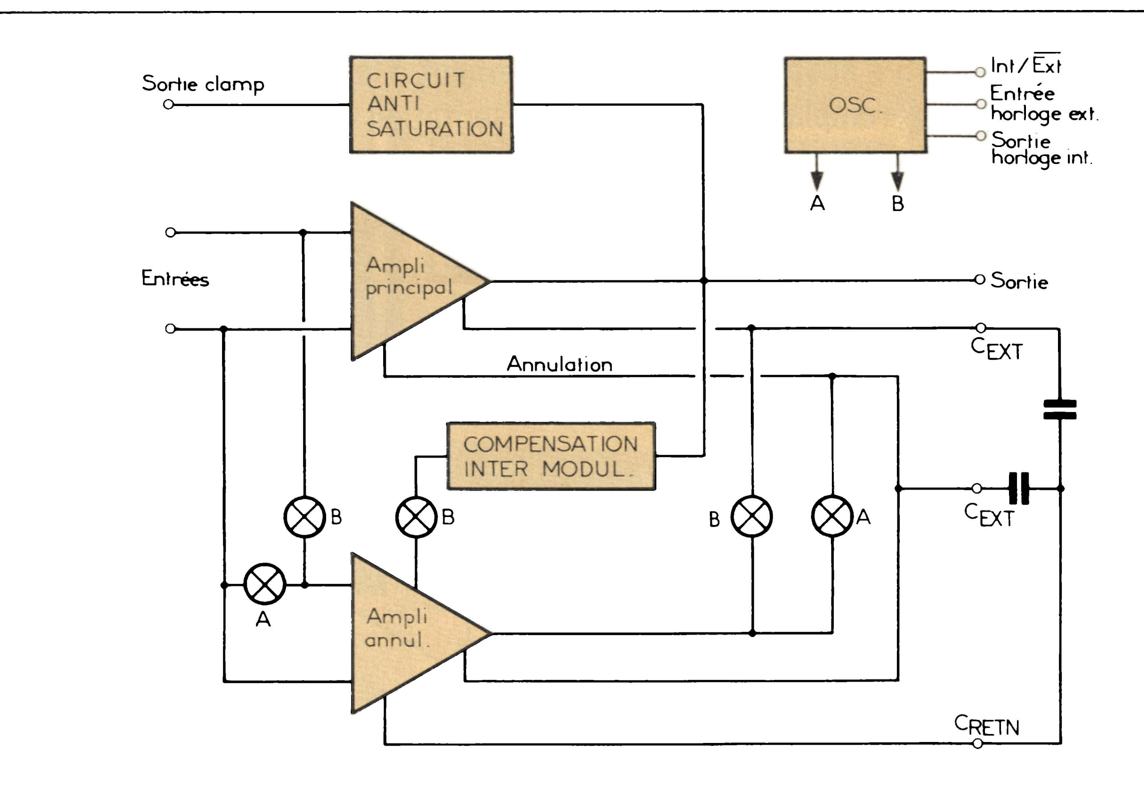


Fig. 3.

Simultanément, les fréquences élevées sont amplifiées et recombinées avec la BF, pour restituer le signal d'entrée amplifié **(fig. 1).** Mais cette méthode donne difficilement de vrais amplificateurs opérationnels. En outre, les filtres de séparation et de recombinaison doivent être soigneusement appairés, si l'on veut obtenir une caractéristique de phase correcte. Autrement, l'on se heurte à des problèmes d'établissement et de stabilité !

Ce problème de tension de décalage a été résolu par les fabricants de convertisseurs analogique-numérique qui ont conçu la famille ICL 7106... 7137 à conversion double rampe, et « auto-zéro ». Cette technologie contient tous les éléments pour réaliser des amplificateurs monolithiques stabilisées par découpage. Ceux-ci nécessitent de bons amplificateurs opérationnels, des commutateurs analogiques avec une très faible chute de tension à l'état passant, ainsi que l'horloge nécessaire au découpage. La technologie C-MOS est idéale pour cette application, et une gamme d'amplificateur C-MOS existe sur le marché : ICL 76XX d'*Intersil,* CA 3140 de *RCA* (C-MOS/bipolaires).

Doté de l'expérience des convertis-

seurs, des amplificateurs et de la technologie C-MOS, *Intersil* a pu introduire un amplificateur monolithique à correction d'offset : l'ICL 7600/ 01/ 05/ 06 à CAZ (« Correction d'Auto-Zéro »).

Le principe en est le suivant **(fig. 2)** : le circuit comprend 2 amplificateurs traitant en alternance le signal d'entrée. Lorsque le n° 1 est au travail, le n° 2 court-circuite son entrée par un condensateur. Au changement d'état, l'amplificateur n° 2 voit donc la tension d'entrée à travers un condensateur chargé à sa tension de décalage, et annulant par conséquent celle-ci. La fréquence de basculement est d'environ 300 Hz. On aboutit ainsi à des tensions de décalage de l'ordre de 20 µV max., avec une dérive en température de 0,1 µV/°C.

Cependant, cette méthode souffre de certaines limitations : le découpage force les amplificateurs 1 et 2 à commuter de 0 V en sortie (phase d'auto-zéro) à la valeur de la tension de sortie (phase d'amplification).

Cela, ainsi que l'injection de charges des commutateurs analogiques à l'entrée et à la sortie, produit des pics de commutation nécessitant un filtrage en conséquence. La fréquence d'utilisation de ces amplificateurs est donc inférieure à celle du découpage à 300 Hz.

Un autre problème est que l'injection de charges mentionnée plus haut conduit à des courants de polarisation élevés pour de la C-MOS, et à d'importantes valeurs de capacité (1 µF) pour les condensateurs d'auto-zéro.

Intersil a persévéré, et a conçu l'ICL 7650, qui possède les caractéristiques de décalage et de dérive de l'ICL 7600, sans en avoir les défauts. La **figure 3** montre un synoptique de l'ICL 7650. Le circuit comprend un amplificateur principal fonctionnant 100 % du temps. On évite donc les problèmes de commutation de l'ICL 7600. Comme, de plus, il passe toute la bande de fréquences, on évite les problèmes des amplificateurs à découpage. Un deuxième ampli est utilisé pour annuler la tension de décalage de l'amplificateur principal. Au temps « 0 », les commutateurs analogiques « A » sont fermés, et l'ampli d'annulation examine sa propre entrée. Sa sortie charge un condensateur appliqué à sa propre entrée d'auto-zéro, et annule sa tension de décalage. Au temps « 1 », les commutateurs « A » s'ouvrent et les « B » se ferment. L'ampli d'annulation mesure et corrige alors le décalage de l'amplificateur principal, par l'intermédiaire du second condensateur. Les phases « 0 » et « 1 » sont contrôlées par une horloge contenue dans le circuit.

Les défauts des amplificateurs à découpage précédents sont alors presque complètement compensés. L'amplificateur principal fonctionnant à temps complet, les pics induits en sortie sont éliminés, et la bande passante de l'ICL 7650 est celle de l'amplificateur principal (2 MHz). L'appairage judicieux des commutateurs analogique d'entrée minimise les injections de charges, et les pics de découpage sont quasiment invisibles en sortie. De plus, les deux condensateurs extérieurs d'annulation ne sont que de 0,1 µF.

Les performances de l'ICL 7650 sont intéressantes. La tension de décalage maximum de 5 µV est davantage due à l'équipement de test qu'au circuit lui-même, la valeur typique étant de 1 µV. L'annulation étant continue, l'ICL 7650 a une très grande réjection de mode commun, d'alimentation et un fort gain en boucle ouverte (120 dB).

Dans quelques applications, deux limitations sont cependant apparues. La première est que le bruit BF dépasse la tension de décalage (non pas que le bruit soit élevé, mais parce que

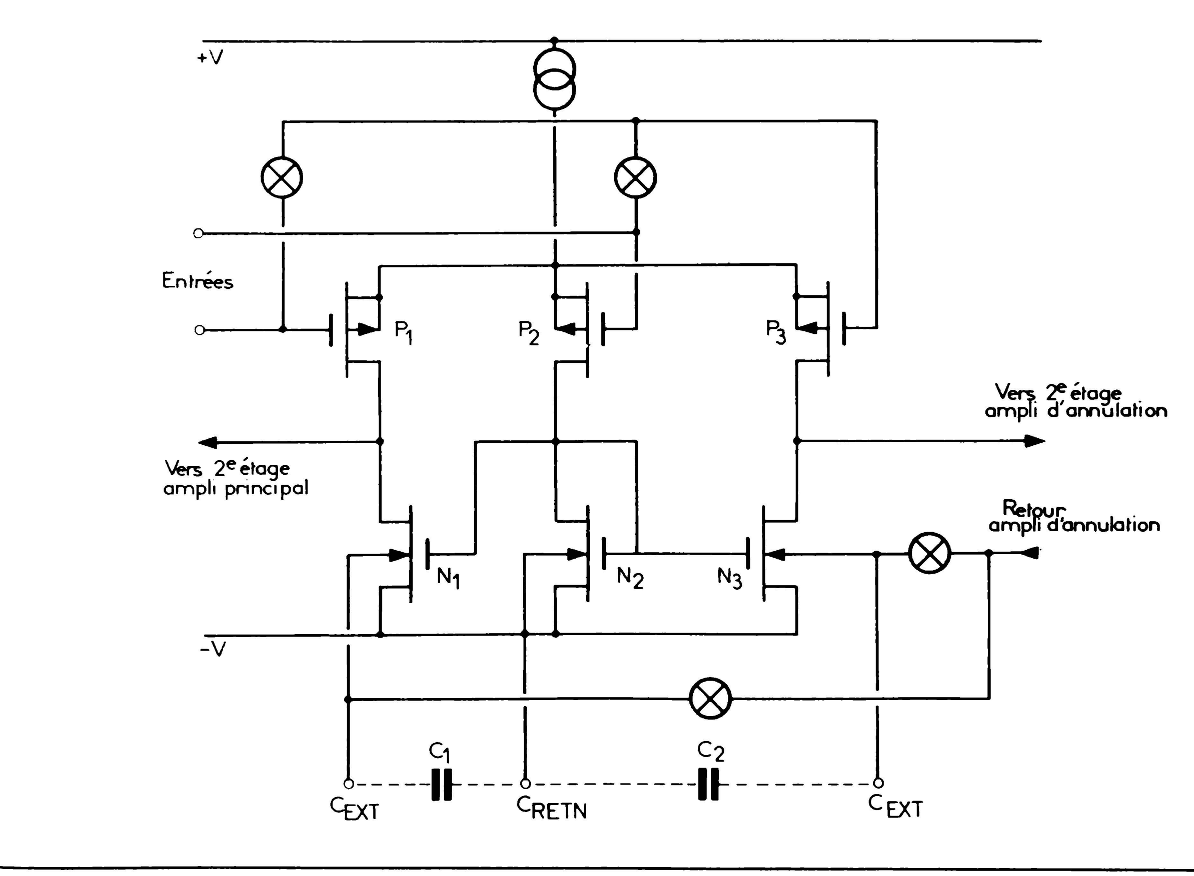


Fig. 4.

l'offset est bas !). Pour les utilisateurs de jauges de contraintes, une valeur de 2 µV crête-à-crête est trop élevée.

La deuxième limitation est que la tension de mode commun n'est que de 1,5 V. (alimentations ± 5 V). Cela provient du fait que les commutateurs analogiques d'entrée sont des MOS canal N qui nécessitent une tension d'enrichissement.

Afin de réduire ces inconvénients, *Intersil* a introduit l'ICL 7652, un proche parent de l'ICL 7650. Les deux principales différences sont que la taille des composants à l'entrée a été agrandie, afin de diminuer le bruit (0,7 µV crête-à-crête de 0 à 10 Hz, soit 0,2 µV crête-à-crête de 0 à 1 Hz), et que les commutateurs d'entrée sont entièrement en C-MOS, pour améliorer la tension de mode commun. Le prix de ces modifications est un courant de polarisation plus élevée (25 µA), une bande passante (0,45 MHz) et une vitesse de montée (0,5 V/µs) réduites.

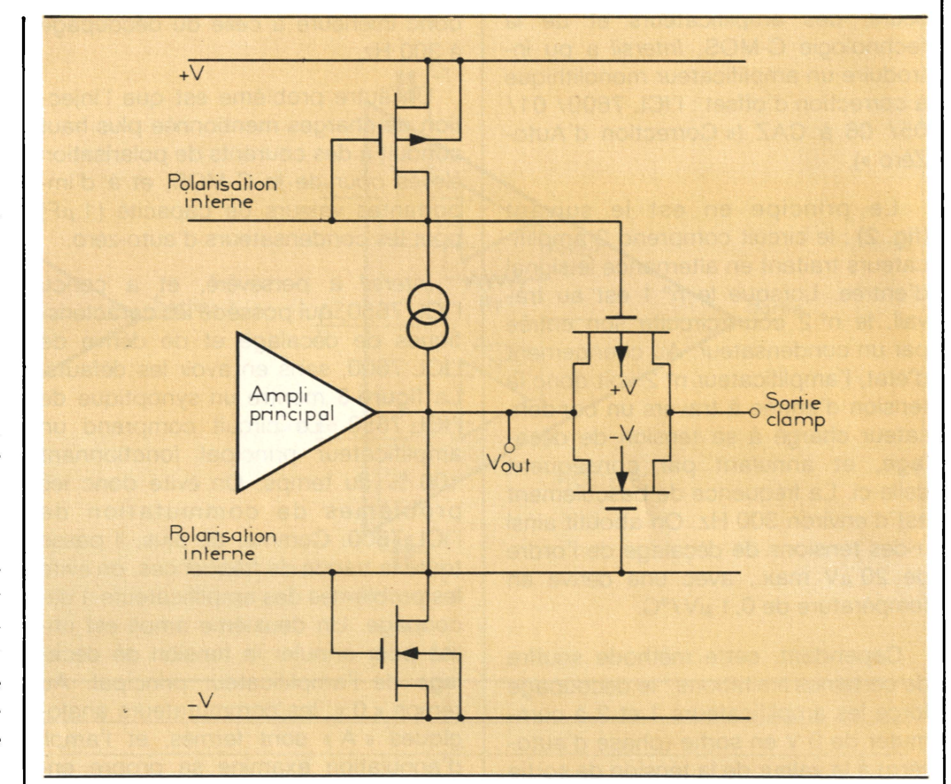


Fig. 5.

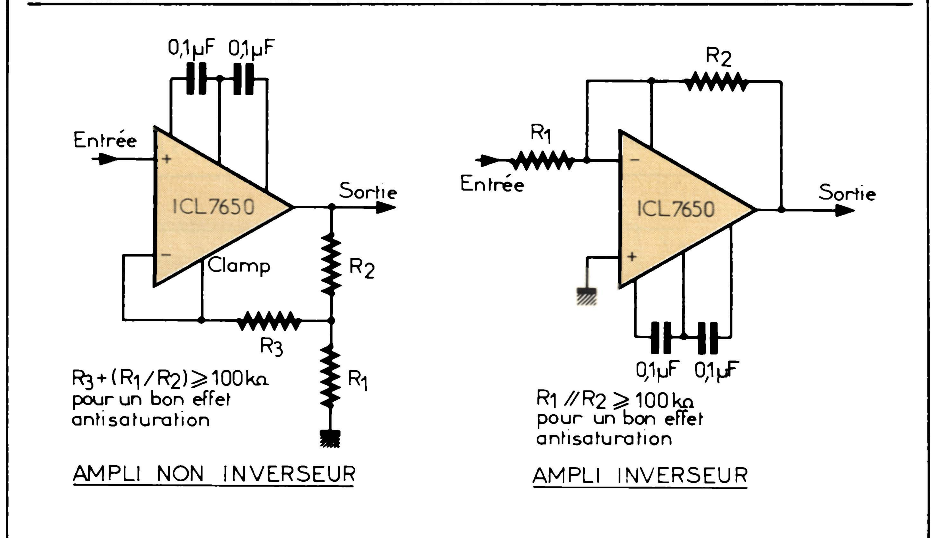


Fig. 6.

Description et applications des amplificateurs à découpage

L'ICL 7650 et l'ICL 7652 ont le même schéma synoptique, et les techniques employées sont similaires. La description qui va suivre s'applique donc aux deux circuits.

Le schéma synoptique **(fig. 3)** montre deux amplificateurs séparés (principal et d'annulation) avec des entrées communes. En fait, à cause de la structure d'entrée à trois canaux, ces circuits ont en commun plus que les entrées **(fig. 4)**.

P_1 et P_2 forment la paire différentielle de l'amplificateur principal, et débitent dans un miroir de courant (N_1 et N_2). L'ajustement de la tension de décalage est obtenue en faisant varier le potentiel de la « grille arrière » (« back gate ») par rapport à celui de N_2, par l'intermédiaire de C_1 (La « grille arrière » est simplement le puits de diffusion « P » formant le corps de chaque MOS canal N). Cette variation modifie les caractéristiques de la grille de commande, permettant ainsi l'ajustement du décalage. P_2 et P_3 forment la paire différentielle de l'amplificateur d'annulation, débitant dans le miroir de courant N_2/N_3, l'offset étant ajusté par C_2.

Il reste deux autres problèmes à aborder. Le premier est l'intermodulation, le second la récupération aux surcharges. L'amplificateur d'annulation examine l'entrée de l'amplificateur principal la moitié du temps, à la fréquence de découpage. Par conséquent, un signal d'entrée à cette fréquence sera considéré comme un offset, qu'essaiera de corriger l'amplificateur d'annulation... De même, une fréquence d'entrée proche de celle de découpage engendrera des battements en sortie. L'ICL 7650 (et l'ICL 7652) résolvent le problème en injectant un signal alternatif de correction, issu de l'amplificateur principal, vers l'amplificateur de correction. On peut démontrer que cela compense exactement les effets indésirés ! En conséquence, les caractéristiques de phase et de gain des ICL 7650/52 sont très bonnes à la fréquence de découpage.

Examinons maintenant le problème de la récupération aux surcharges. Dans certaines applications, un signal d'entrée élevé peut forcer la sortie à une des tensions d'alimentation. La contre-réaction cessant alors son effet, tout signal ultérieur à la surcharge sera considéré comme un offset. Le système d'annulation essaiera

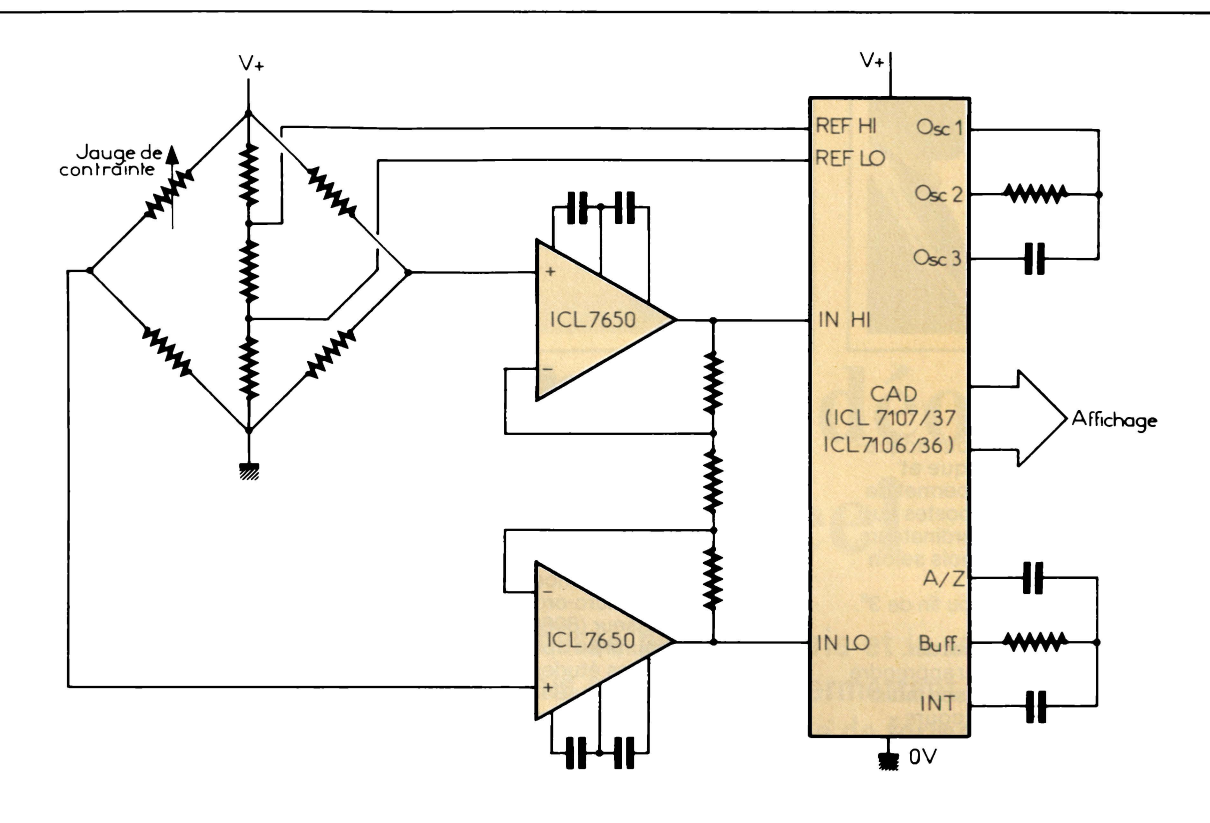


Fig. 7.

d'y remédier, et se retrouvera dans un état indéterminé lorsque la surcharge aura disparu. Le temps de récupération et de retour au bon fonctionnement du système prendra donc un temps assez long.

L'entrée « Clamp » des ICL 7650/52 permet de résoudre ce problème **(fig. 5 et 6)**. Lorsque la tension de sortie approche les tensions d'alimentation à moins de 0,5 V, l'un des transistors fournit (ou draine) du courant à l'entrée « Clamp ». Si celle-ci est connectée à une des entrées, on établira donc une boucle fermée autour de l'amplificateur, même en cas de surcharge. Le temps de récupération sera donc minimum. Cela signifie aussi qu'on peut utiliser les ICL 7850/52 en comparateurs, ce qui est impossible avec les autres amplificateurs à découpage.

Ces amplificateurs offrent donc un moyen peu coûteux de travailler au niveau du microvolt, ce qui ouvre de grandes perspectives d'applications en pesage, thermométrie, emploi de jauges de contrainte **(fig. 7)**.

D. Watson et C. Ailloud



Un codeur vidéo en temps réel

La télévision est de plus en plus utilisée par l'industrie et la recherche, non seulement comme moyen de visualisation, mais comme outil permettant de faire de l'analyse quantitative d'image, comme par exemple la reconnaissance de forme.

Les domaines d'application couvrent des secteurs aussi variés que la robotique et la biologie.

Il s'avère donc nécessaire de pouvoir particulariser certaines parties de l'image. Cette opération peut s'effectuer par codage chromatique dans le cas de la télévision couleur, ou plus simplement par codage de luminance pour la télévision noir et blanc.

L'appareil présenté permet de repérer un point sur une image de télévision, de quantifier le niveau de luminance de ce point, suivant une échelle de niveaux de « gris » à déterminer, et de modifier le niveau de luminance de tous les points de l'image, ayant le même contenu, déterminant ainsi un codage « faux gris ».

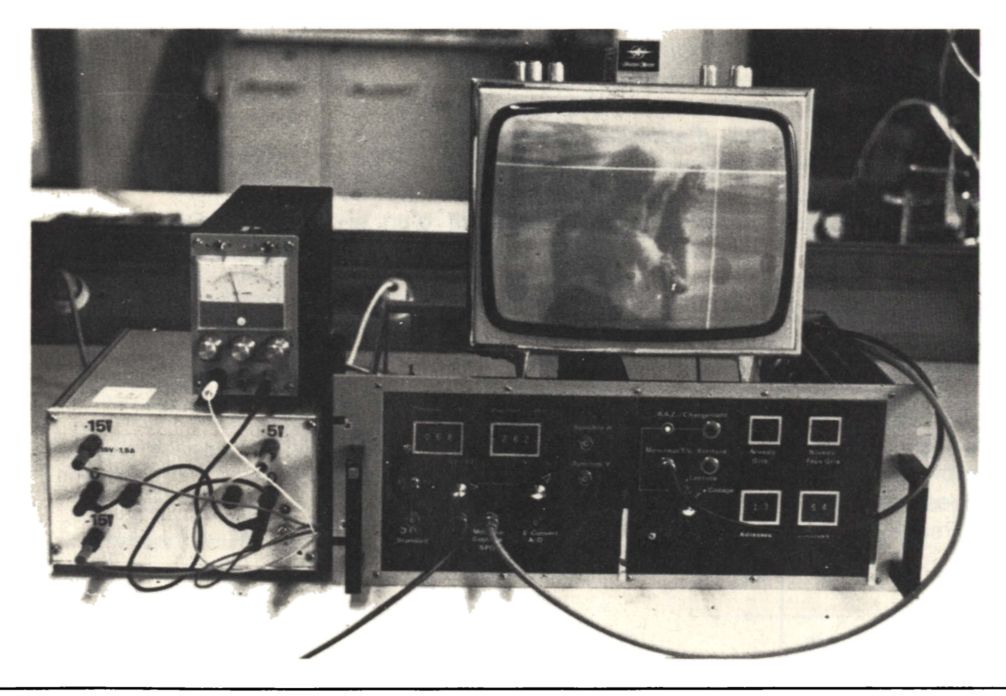


Photo 1. – Le codeur vidéo complet avec ses alimentations et le moniteur de contrôle.

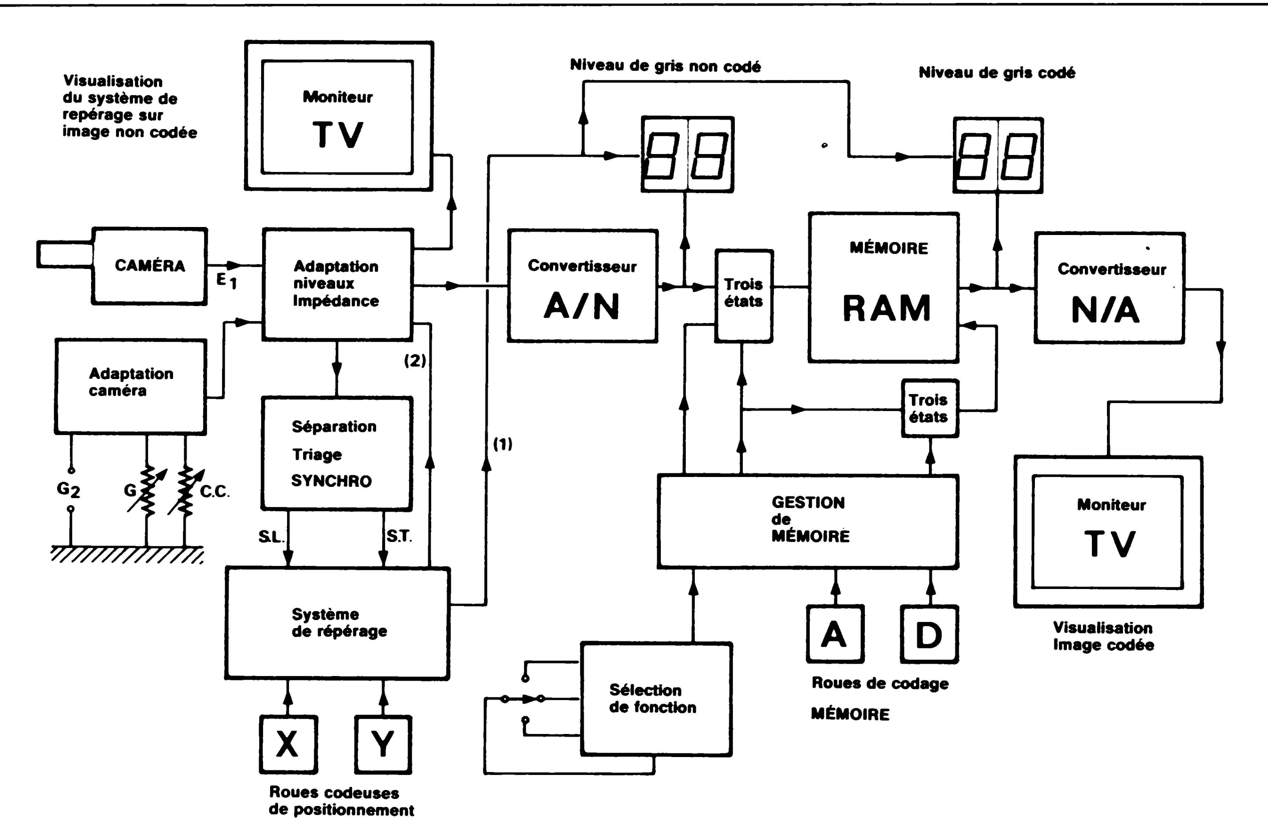


Fig. 1

Fonctionnement du système de codage

L'opération de codage se déroule de la manière suivante :

Conversion analogique/numérique

Le signal de luminance est transformé en une séquence de nombres binaires à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique.
(« ADC TV8 B » *Datel*).

Le nombre de bits de sortie du convertisseur A/N fixe le nombre maximum de niveaux constituant l'échelle des gris. Pour couvrir les impératifs d'analyse et de vision, la sortie du convertisseur devra comporter un minimum de 6 bits, ce qui correspond à 64 états possibles.

L'échantillonnage du signal de luminance devra être rapide afin de transmettre les transitoires qui déterminent la « finesse » de l'image.

Mémorisation

L'opération de codage en tant que telle s'effectue à l'aide d'une mémoire dont l'adressage est fait par le bus de sortie du convertisseur A/N.

Le contenu de la mémoire devant être modifiable à chaque instant en fonction du codage désiré, et, d'autre part, son temps d'accès devant être faible (fréquence de transmission élevée), la technologie bipolaire à accès aléatoire a été retenue.
(« SN 74 S 201 » *Texas*).

Codage

En fonction non codée, la mémoire sera *« transparente »*, c'est-à-dire qu'à chacun des états possibles du bus d'adresse correspondra un état identique du bus de données.

En fonction codée, pour un état du bus d'adresse représentatif d'un niveau de gris déterminé, le bus de données fournira un état différent représentatif d'un niveau de gris choisi.

Conversion numérique/analogique

Le bus de données de la mémoire est relié à l'entrée d'un convertisseur numérique/ analogique* ayant pour fonction de restituer au signal de luminance sa forme analogique et une amplitude compatible avec l'entrée vidéo d'un récepteur de télévision noir et blanc ou d'une mémoire d'image.

* HI8 B *Datel*.

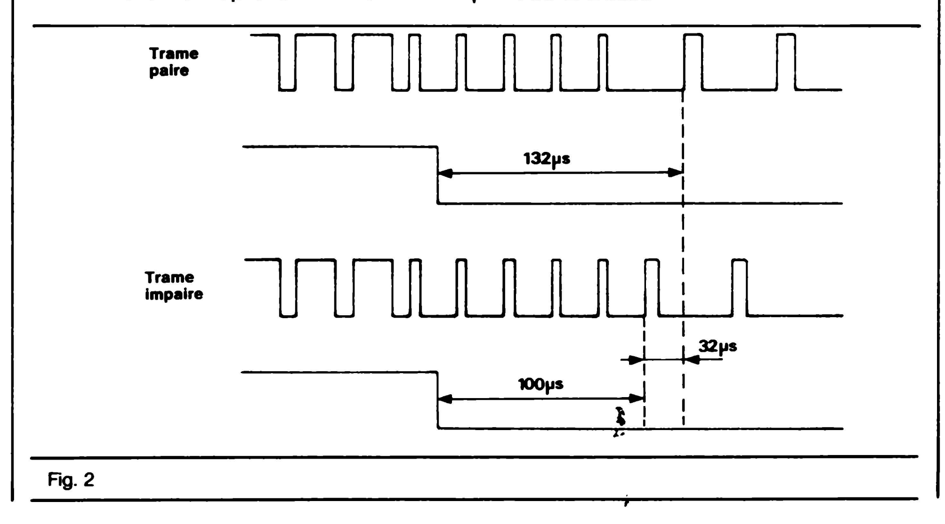


Fig. 2

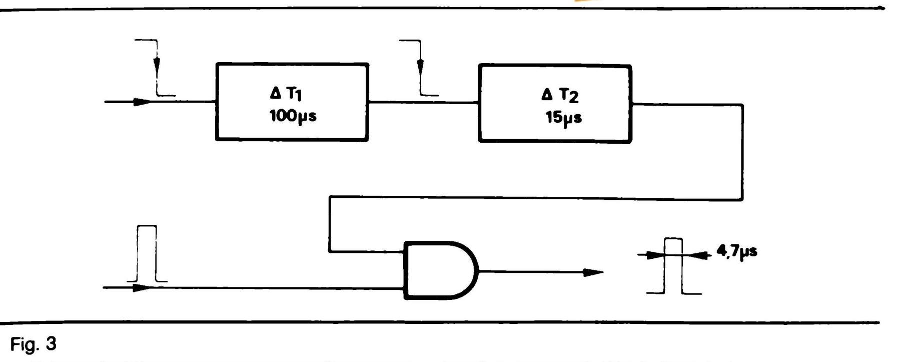


Fig. 3

Le schéma synoptique de cette chaîne de traitement est représenté en **figure 1.**

Système de repérage d'un point de l'image

Techniques retenues

Deux solutions ont été retenues pour leur faible coût de mise en œuvre et leur qualité de quantification de positionnement :

– *Un spot lumineux,* translatable en X et en Y, s'affiche sur l'image à traiter, visualisée sur le moniteur de contrôle avant traitement.

– *Deux lignes orthogonales,* translatables respectivement en X et en Y, s'affichent sur l'image à traiter, visualisée sur le moniteur de contrôle avant traitement ; le point de l'image dont le niveau de gris sera affiché correspond au point d'intersection des deux lignes (réticule).

La réalisation de ces deux systèmes implique l'extraction des signaux de synchronisation compris dans le signal vidéo, afin de référencer les positionnements en X et en Y.

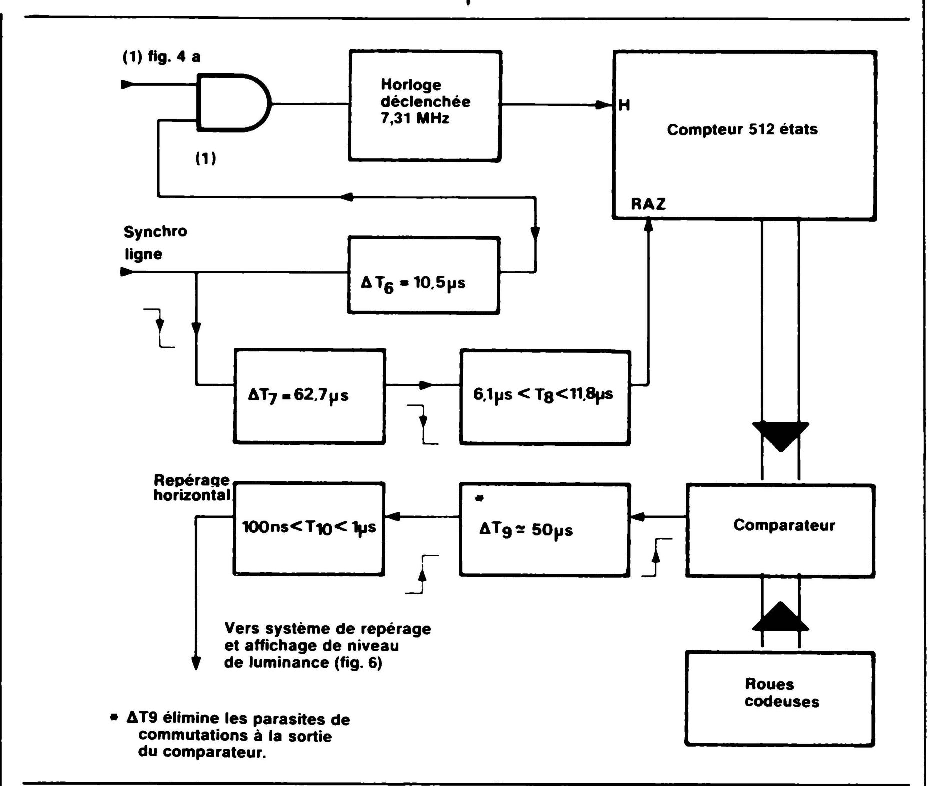


Fig. 4 b

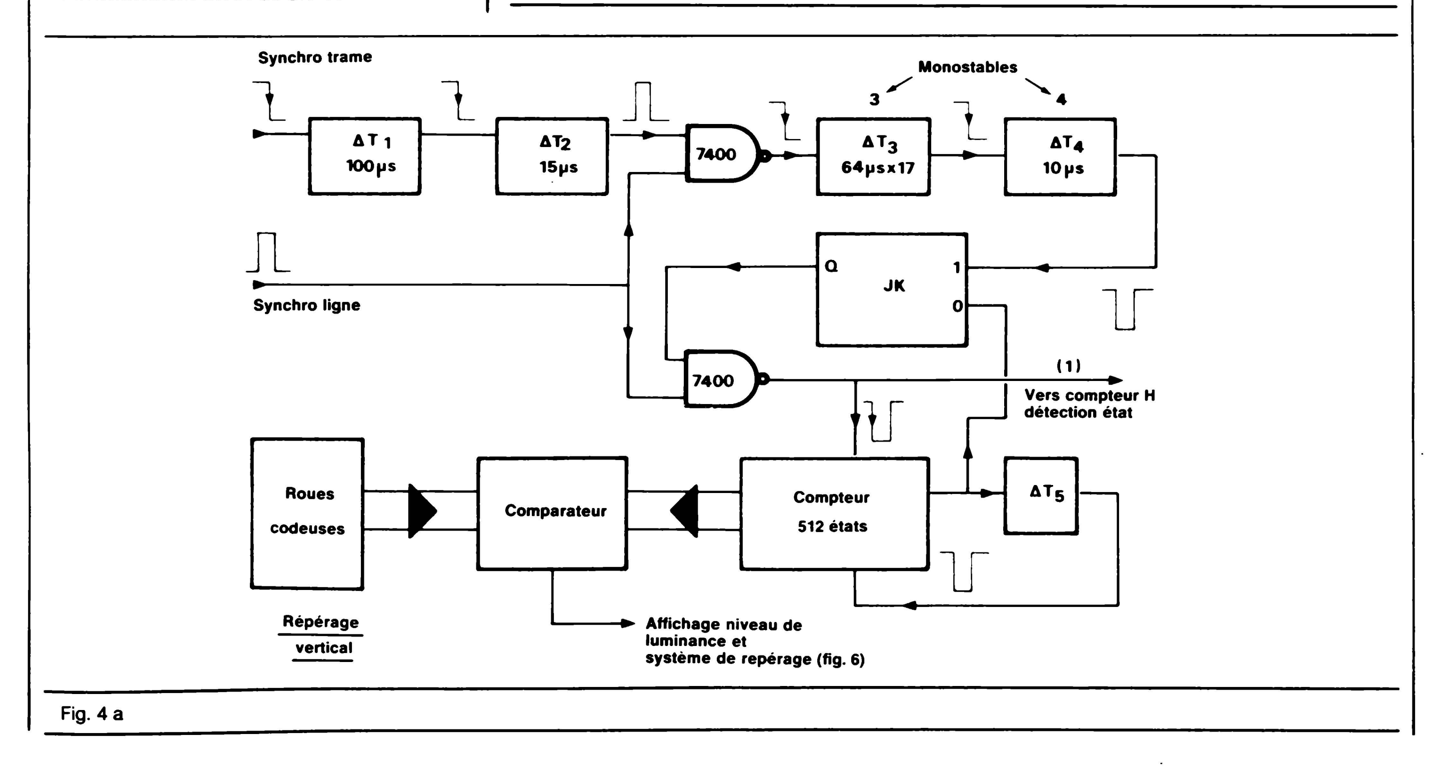


Fig. 4 a



Logique de positionnement vertical du système de repérage

Détection de trame impaire

Il est nécessaire de différencier les tops de synchronisation ligne d'une seule trame, paire ou impaire, pour assurer la référence de positionnement vertical du système de repérage.

La trame de référence a été choisie impaire du fait d'un temps T_1 minimum. La plage utilisable pour chaque trame impaire commence à la 24[e] et se termime à la 310[e] ligne. Ces 287 lignes constitueront les positions verticales possibles du système de repérage.

L'écart entre le front arrière du top de synchro verticale et le premier top de synchro horizontale est d'environ 100 μs pour une trame impaire, alors qu'il est d'environ 132 μs pour une trame paire **(fig. 2)**.

Le montage de la **figure** 3 permet de sélectionner les trames impaires ; la stabilité de ΔT_1 devra être meilleure que 10 μs.

Ce montage constitue un détecteur de coïncidence entre les tops de synchro ligne et un retard T_1 de 100 μs, après le front arrière du top de synchro verticale pour les trames impaires. Les monostables T_3 et T_4 retardent l'autorisation de comptage d'un temps T_3, représentant la durée des premières lignes, en début de trame, non utilisées pour le signal de luminance **(fig. 4)**.

Comptage de positionnement

Le positionnement vertical du système de repérage s'opère avec des roues codeuses comportant un affichage manuel possible de 0 à 287.

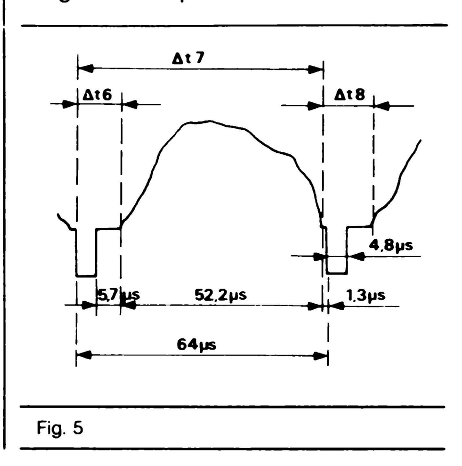


Fig. 5

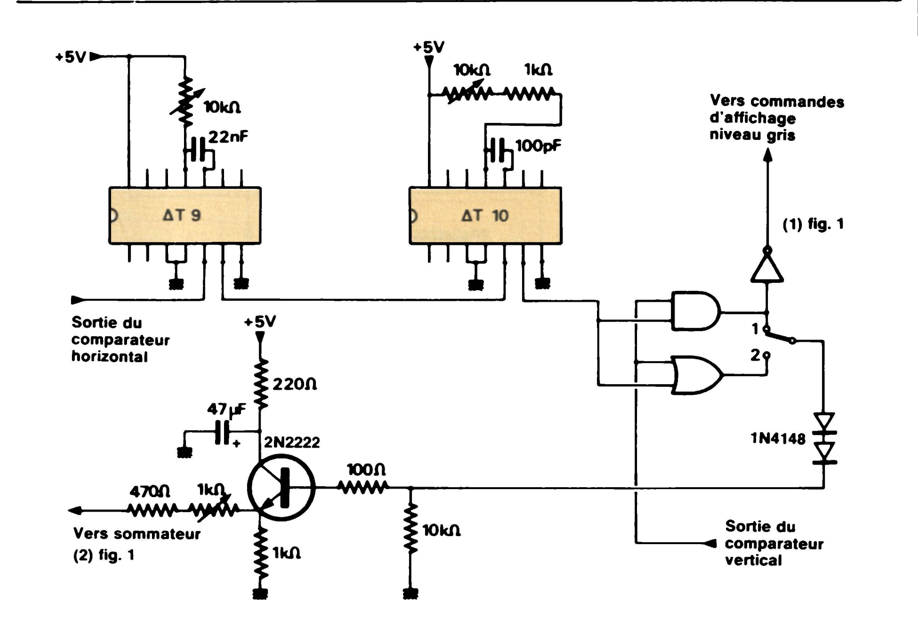


Fig. 6

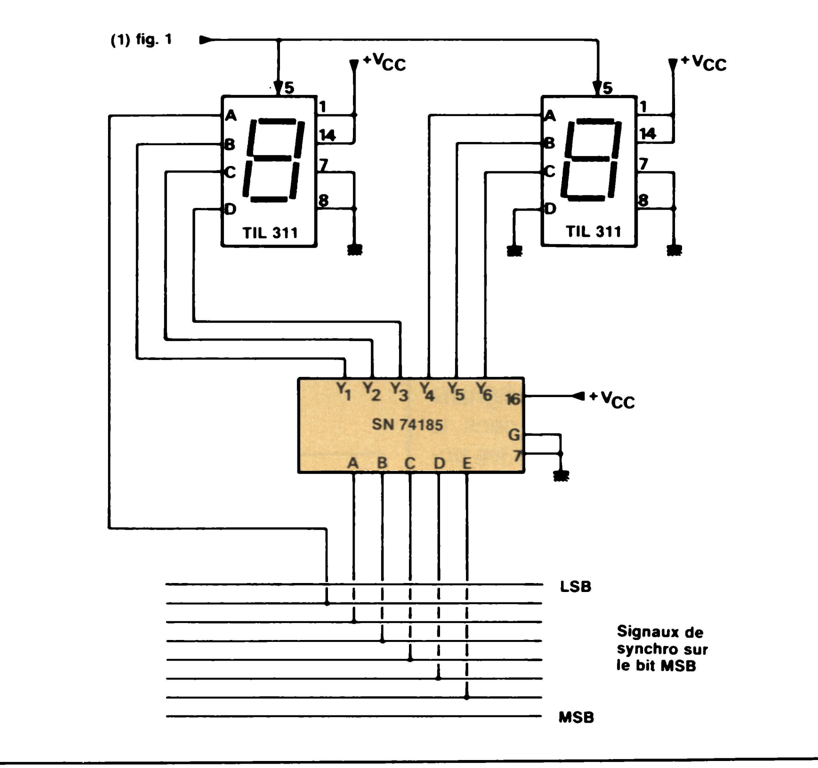


Fig. 7

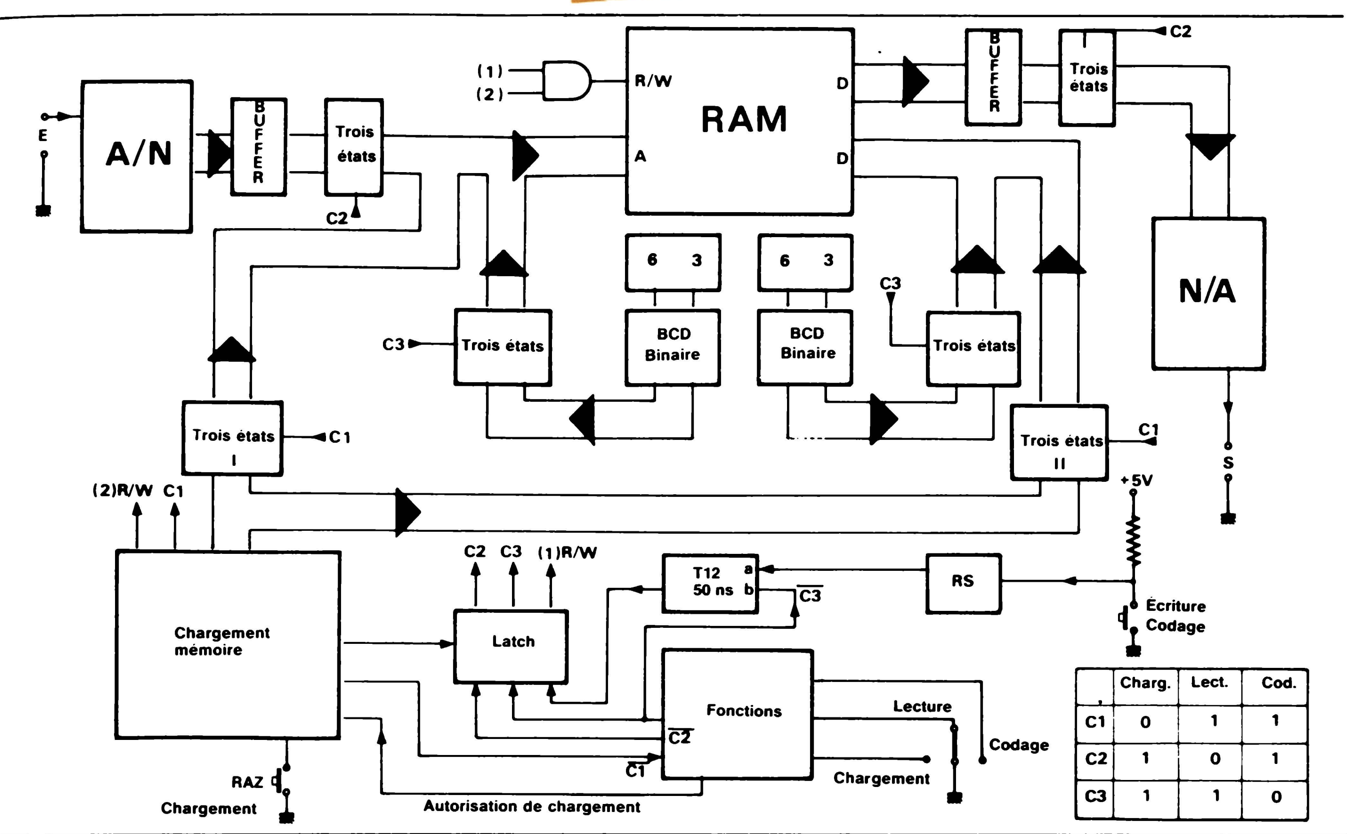
Le nombre binaire représentatif du nombre décimal affiché est comparé à l'état d'un compteur commandé par les tops de synchro ligne de chaque trame impaire, les premiers tops non constitutifs de l'image visible ayant été éliminés.

La détection de l'état 287 du compteur déterminera la remise à zéro de celui-ci et la fermeture de l'autorisation de comptage jusqu'à la trame impaire suivante.

Logique de positionnement horizontal du système de repérage

Définition horizontale

Les dimensions d'un écran de télévision sont dans un rapport 4/3. Pour avoir une répartition homogène des points repérables, nous devons avoir 287 × 4/3 = 382 points possibles en horizontal. Le positionnement hori-



	Charg.	Lect.	Cod.
C1	0	1	1
C2	1	0	1
C3	1	1	0

Fig. 8

zontal est également assuré par un ensemble de trois roues codeuses.

Le nombre binaire représentatif du nombre décimal affiché est comparé au contenu d'un compteur incrémenté 5,7 µs après le front arrière des tops ligne délivrés par le système de la **figure 4.** Ce compteur est remis à zéro 57,9 µs après le même front arrière.

Les 382 positions possibles du système de repérage en horizontal sont réparties sur la durée utile d'une ligne soit 52,2 µs. La période de l'horloge d'incrémentation est égale à :

$$\frac{52,2}{382} = 0,136\ \mu s$$

ce qui correspond à une fréquence de 7,31 MHz **(fig. 5).**

Remarque : le nombre de points repérables sur une image sera donc égal à 287 × 382 = 109 634.

Réalisation des systèmes de repérage

● *Spot lumineux*

Pour ce système, on réalise une fonction logique « ET » entre les sorties des comparateurs horizontaux et verticaux. La sortie de la porte ET commande l'affichage du spot sur l'écran par sommation analogique.

● *Lignes orthogonales*

Pour ce système, on réalise une fonction « OU » entre les sorties des comparateurs horizontaux et verticaux ; l'affichage sur l'écran est réalisé de la même manière que précédemment. Le schéma est celui de la **figure 6.**

Le réglage de ΔT_{10} permet de régler soit la surface du point lumineux, soit la largeur de la ligne verticale.

▶

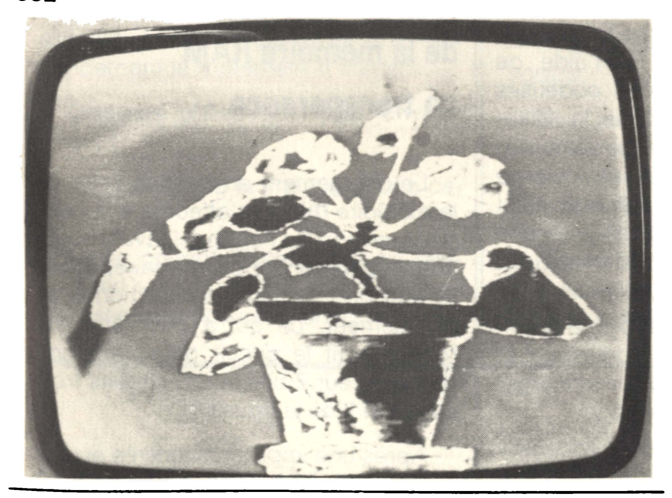


Photo 2. – Exemple d'image codée sur trois niveaux de gris.

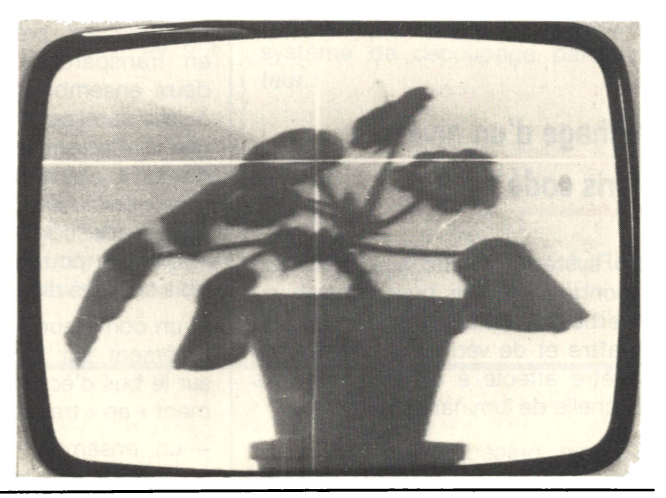


Photo 3. – Le moniteur de contrôle avant codage, avec son réticule de repérage.

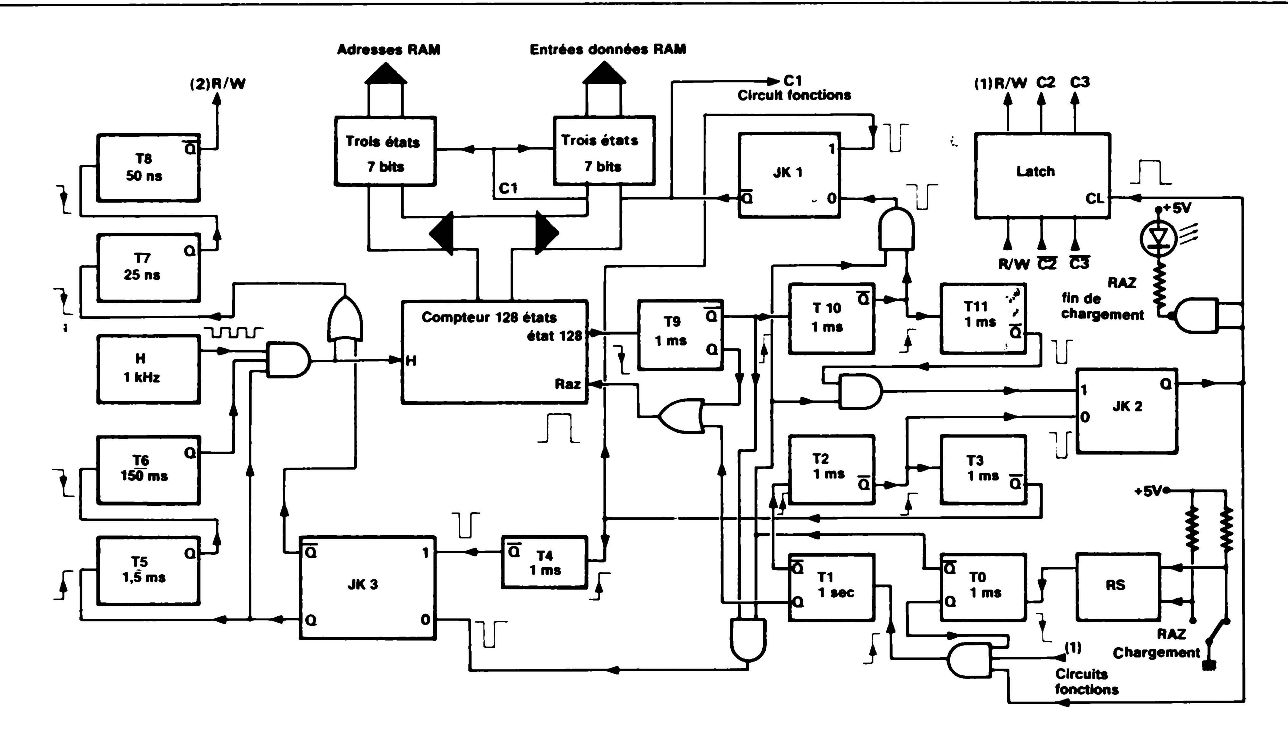


Fig. 9

Affichage d'un niveau de gris non codé

L'état des bits 2 à 8 du bus de sortie du convertisseur A/N détermine une échelle de 128 niveaux de luminance. Seul l'état des bits 2 à 7 sera retenu pour limiter l'échelle des niveaux de luminance à 64.

La visualisation de ces niveaux est effectuée, après codage, binaire/BCD, par deux afficheurs 7 segments dont les mémoires sont commandées par le système de repérage, permettant ainsi de connaître le niveau de gris d'un point de l'image choisi à volonté **(fig. 7)**.

Affichage d'un niveau de gris codé

Un système d'affichage identique est connecté sur le bus d'entrée du convertisseur N/A, permettant de connaître et de vérifier le codage qui peut être affecté à certaines valeurs de l'échelle de luminance.

Comme précédemment, la commande des bascules mémoire des afficheurs est réalisée par le système de repérage.

Gestion de la carte mémoire

La mémoire RAM a pour fonction de transmettre les informations du convertisseur A/N au convertisseur N/A. Cette transmission peut être ou non affectée d'un codage ayant pour effet de translater certains niveaux de luminance **(fig. 8)**.

Lors d'une transmission non codée, la mémoire est chargée en transparence, c'est-à-dire qu'à chacun des états possibles du bus d'adressage correspond un état identique du bus de données.

Lors d'une transmission codée, la mémoire est préalablement chargée en transparence, puis, à l'aide de deux ensembles de roues codeuses agissant respectivement sur la sélection d'adressage et sur le contenu des données, on procède à un codage « faux gris ». De ce qui précède, il est logique de conclure que la mémoire RAM doit pouvoir être adressée par trois sources différentes :

– un compteur 7 bits, appliqué simultanément sur le bus d'adressage et sur le bus d'écriture pour un « chargement » en « transparence » ;

– un ensemble de roues codeuses pour codage faux gris ;

– le convertisseur A/N, après chargement en « transparence » pour permettre une lecture codée ou non de la mémoire.

La sélection des sources d'adressage et d'écriture mémoire est effectuée à l'aide de circuits 3 états dont les sorties sont branchées en parallèle sur les bus.

Ces circuits présentent la particularité de pouvoir être mis en position haute impédance en ce qui concerne leur sortie.

Cette opération s'effectue en appliquant un niveau sur une entrée « strobe » ayant pour effet de déconnecter les sorties du bus.

Chargement automatique de la mémoire RAM en transparence

Le chargement en transparence de la mémoire **(fig. 9)** s'effectue à la mise sous tension de l'appareil, avant toute autre opération ; pour ce faire, le sélecteur de fonctions est positionné en chargement, ce qui a pour effet de rendre actif le circuit de commande du compteur 7 bits et des circuits trois états I et II de la **figure 8.**

Après une impulsion générée en appuyant sur le bouton poussoir RAZ chargement, la suite des opérations s'effectue automatiquement **(fig. 10).**



Caractérisation de l'appareil

L'appareil dont la conception et la réalisation technique viennent d'être décrites, possède les caractéristiques suivantes :

● *étage d'entrée.*

L'appareil accepte les signaux vidéo provenant de souces diverses, l'amplitude et la composante continue du signal étant réglables.

Le balayage ligne doit être entrelacé au standard 625 lignes français. Pour tout autre standard, certains réglages doivent être modifiés.

● *système de repérage.*

Ce système permet de repérer 109 634 points sur une image à l'aide d'un point lumineux ou de deux lignes orthogonales (réticule) dont les coordonnées sont translatables en X et en Y à l'aide de deux ensembles de roues codeuses.

● *affichage du niveau de gris.*

En tenant compte des impératifs de la vision et des possibilités actuelles des caméras vidéo, l'échelle de luminance est divisée en 64 niveaux.

La précision d'affichage est égale à ± 1 digit. Cette imprécision est due à différents facteurs : d'une part la linéarité du convertisseur A/N est égale à ± 1/2 LSB, et, d'autre part, il existe une diaphonie résiduelle dans les câbles de liaison entre convertisseur A/N et la mémoire.

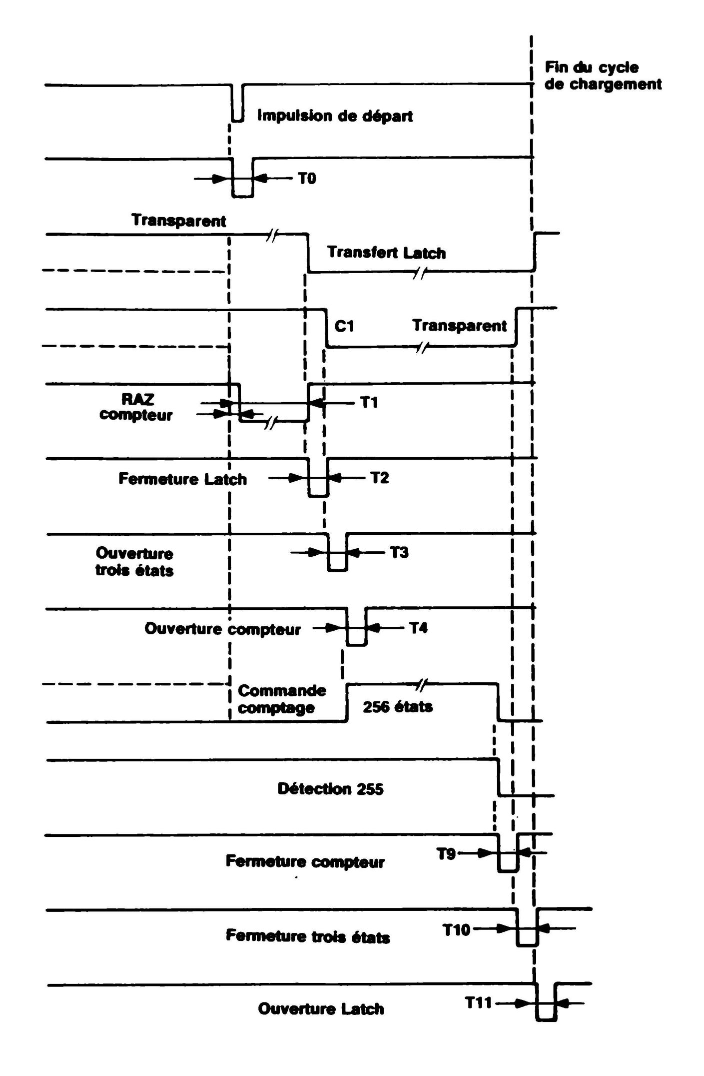


Fig. 10

Conclusion

Cet appareil a été conçu dans le cadre du laboratoire de recherches de l'*ENSEA ;* le but de cette réalisation est de faciliter certains travaux concernant le traitement d'images.

Diverses utilisations sont envisagées :

– *Vérification de la linéarité d'une caméra.*

Cette opération s'effectue en relevant les niveaux de gris sur une image télévisée reproduisant une mire test dont l'échelle de luminance est connue avec précision.

– *Vérification de la linéarité d'une mémoire image.*

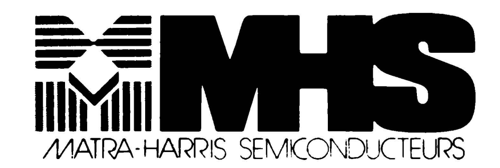
De la même manière, il est possible de vérifier la caractéristique de transfert d'une mémoire image.

– *Différenciation de niveaux de gris voisins.*

Pour faciliter certaines observations visuelles ou procéder à un pré-codage avant traitement numérique, il est utile de distinguer des valeurs de luminance très proches. Cette utilisation concerne le traitement d'images dans des domaines aussi variés que la biologie et la balistique.

– *Sur le plan industriel,* il est envisageable d'utiliser cet appareil dans divers secteurs ; par exemple, il est pensable de procéder à un codage faux gris pour distinguer certaines parties du bois (nœuds, écorce), pour procéder à une découpe optimisée du bois après analyse de la « pièce » à découper par caméra et gestion du système de découpage par ordinateur.

A. Roussel
Docteur d'Université,
Faculté des Sciences d'Orsay.



LA MÉMOIRE 16K RAM CMOS 65161
LA PLUS RAPIDE DU MONDE

Fabriquées à Nantes
Technologie SAJI IV
AQL garantie 0,1%
Liste GAM

Type	Organisation	Fonctionnement	T_{AA} (max)	Consommation au repos
HM 65161	2K x 8	Asynchrone	50/70 ns	50/100 µA
HM 6516	2K x 8	Synchrone	250 ns	100 µA

Les 4K CMOS RAM 6504 et 6514 maintenant en production de volume



48, rue de l'Aubépine - Zone industrielle - 92160 Antony
Tél. : (1) 666.21.12 - Télex : 250067 F



ALTOCUMULUS Lenticulaire-PHOTO METEOROLOGIE NATIONALE

SERVICE-LECTEURS N° 232



Les onduleurs à thyristors ASCR : principes et applications

Les raisons qui militent en faveur de l'emploi des onduleurs à composants électroniques sont de deux natures : d'une part ils peuvent fonctionner à des fréquences élevées, ce qui améliore le rendement, et, d'autre part, ils se contentent de circuits de contrôle à bas niveau, efficaces et fiables. Il en résulte :
– une réduction de l'encombrement et du poids de l'ensemble ;
– un temps de réponse plus court que la constante de temps du bain de soudure (dans le cas, que nous considérerons ici, d'un onduleur pour équipement de soudure) ;
– une nouvelle technologie adaptée à un meilleur contrôle, plus complexe et plus fiable, des équipements automatisés.

Principe

Utilisé dans un onduleur, un thyristor pourra développer une très grande puissance à des fréquences ultrasoniques et ce, pour un faible prix. Son mode de conduction « plasma » lui confère une faible chute de tension passante à des centaines d'ampères, pour une très petite puissance de commande. Au contraire, les transistors demandent une beaucoup plus grande puissance de commande pour maintenir un faible $V_{CE(sat)}$ et une surface de puce plusieurs fois plus grande pour passer le même courant. De plus, les thyristors, avec leur grande performance en courant de pointe, ne sont pas limités en tension de second claquage ou par leur aire de fonctionnement de sécurité comme le sont les transistors. Ajoutons que des thyristors ayant une tension de claquage de 600 V et plus sont facilement disponibles. On appréciera particulièrement ces performances en puissance dans la conception des onduleurs pour équipements de soudure.

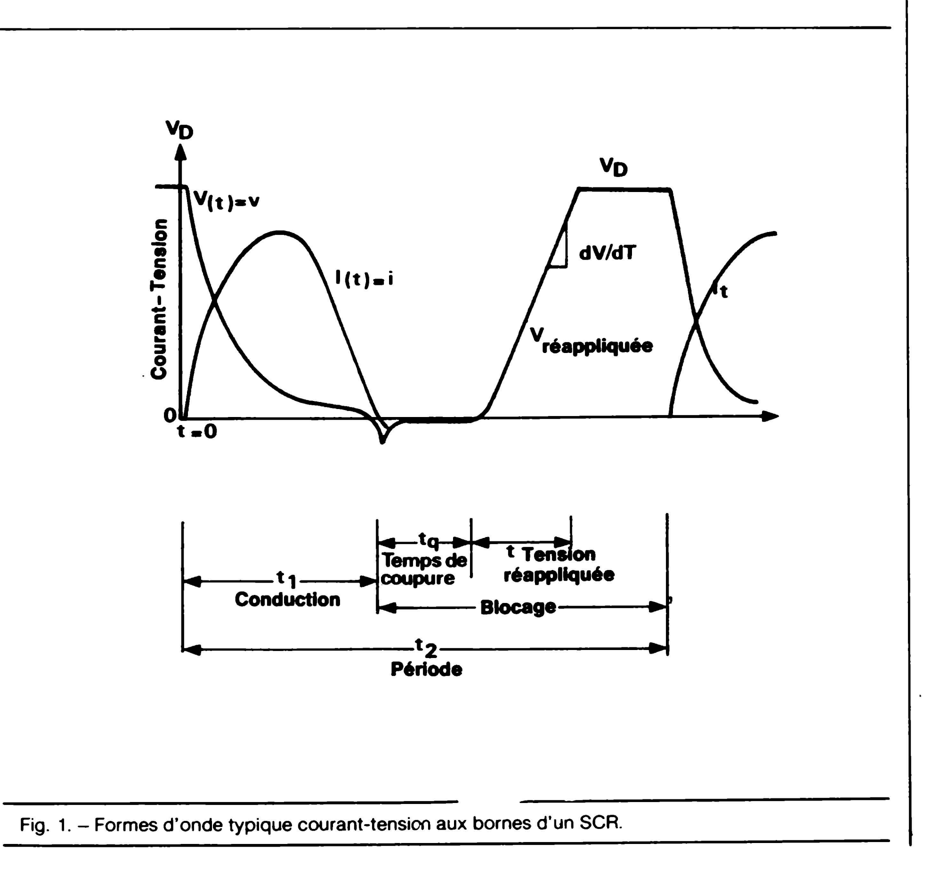


Fig. 1. – Formes d'onde typique courant-tension aux bornes d'un SCR.

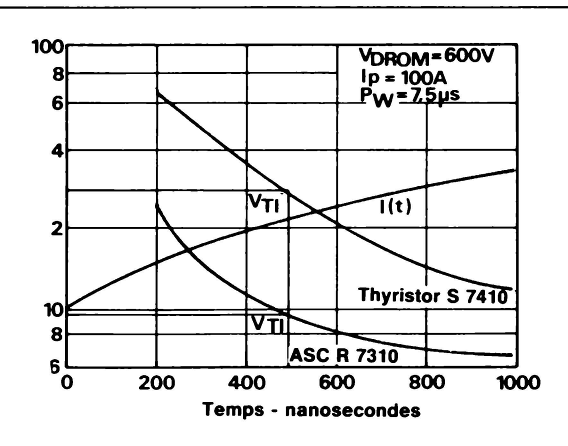


Fig. 2. – Comparaison de la tension d'enclenchement d'un SCR et d'un ASCR.

Aujourd'hui, les onduleurs pour équipements de soudure les plus perfectionnés sont forcés de travailler à des fréquences audibles de 15 kHz, ou plus basses, à cause du temps de coupure relativement grand (20 μs) des thyristors quelque peu performants en courant.

La fréquence de travail est également limitée par les pertes de puissance à la commutation, qui résultent du temps d'enclenchement trop lent des thyristors conventionnels dopés à l'or. Le développement d'un nouveau type de composant : l'« ASCR » de *RCA* a levé cette barrière de fréquences de telle sorte que les onduleurs qui utilisent les « ASCR » S 7310 peuvent maintenant délivrer 4 à 5 kW à des fréquences de l'ordre de 30 kHz.

En combinant plusieurs de ces systèmes élémentaires, on peut atteindre des puissances de plusieurs dizaines de kilowatts.

Après avoir énuméré les principales caractéristiques requises pour un thyristor travaillant dans un onduleur haute fréquence, cette étude détaille maintenant ce qui a rendu ces améliorations possibles.

Caractéristiques d'un thyristor haute fréquence

Les caractéristiques d'un thyristor qui doivent être prises en considération lors de la conception d'un onduleur haute fréquence sont :

– le temps de coupure tq ;

– le taux d'accroissement de la tension réappliquée dv/dt ;

– la chute de tension à l'enclenchement du courant ;

– le taux d'accroissement du courant di/dt.

Le temps de coupure est le plus important de ces paramètres lors du fonctionnement en hautes fréquences. Dans un circuit résonnant, il doit être plus petit que la demi-période de résonance : si le thyristor ne reste pas « coupé » pendant la demi-onde négative, l'onde de tension suivante le ramènera dans l'état de conduction entraînant la perte du contrôle de la gâchette ; dès lors :

$$tq < 1/2f = \pi\sqrt{LC}$$

avec

L = inductance totale du circuit,

C = capacité du circuit résonnant,

f = fréquence de résonance,

tq = temps de coupure de l'ASCR.

Comme la tension de blocage ne se retrouve pas aux bornes du thyristor tant que le composant n'est pas complètement bloqué **(fig. 1)**, il y a relativement peu de puissance dissipée durant la période de coupure.

Le taux de croissance de la tension réappliquée aux bornes du thyristor est limitée à la caractéristique en dv/dt du produit. Etant donné que le composant dans son état bloquant se comporte comme un condensateur, des courants proportionnels à C-dv/dt peuvent y prendre naissance. Ce sont des courants qui sont responsables des enclenchements intempestifs du thyristor lorsque sa caractéristique en dv/dt est dépassée.

Un circuit de protection RC branché aux bornes du composant élimine ce problème en réduisant le taux de croissance de la tension. Ce réseau RC est malheureusement une source supplémentaire de pertes de puissance qui nuit à l'efficacité totale du circuit.

Le paramètre le plus important dans la détermination des pertes en haute fréquence d'un thyristor est la vitesse de croissance de la tension de blocage à l'enclenchement (VT(i) dans les feuilles de caractéristiques *RCA*). Ce paramètre est défini comme la tension instantanée située à 0,5 μs après que le courant ait atteint 10 % de sa valeur finale **(fig. 2)**.

Plus VT(i) sera petit, plus faibles seront les pertes par commutation. Dans les applications en impulsions de courtes durées, les pertes en commutation peuvent dépasser les pertes

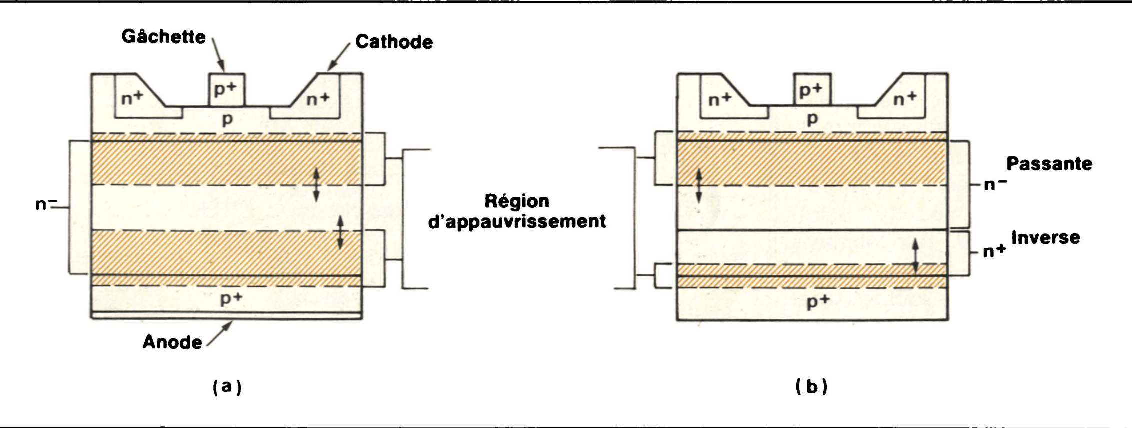


Fig. 3. – Comparaison des profils de diffusion : (a) SCR conventionnel ; (b) ASCR.

dissipées dans l'état passant. La caractéristique en courant d'un thyristor est une fonction directe de la somme des pertes de puissance en commutation et à l'état passant.

La caractéristique en di/dt est intimement liée au VT(i) ; elle est une fonction de la rapidité avec laquelle les flux de courant circulent sur la surface de cathode du thyristor ; c'est un facteur déterminant de la rapidité avec laquelle le courant peut être établi dans le composant.

C'est dans le but d'optimaliser ces paramètres tout en ne sacrifiant ni la tension de blocage ni la caractéristique en courant du thyristor que l'« ASCR » a été développé.

Et vint le thyristor asymétrique ou « ASCR »...

Le comportement de tout semiconducteur est régi par l'interaction complexe de plusieurs paramètres aux influences souvent contradictoires. Des compromis seront donc nécessaires pour réaliser le composant optimal pour une application donnée. L'ASCR « S 7310 » est le résultat d'une optimalisation pour hautes fréquences. Voyons comment il a été réalisé.

En dopant à l'or un thyristor conventionnel, on diminue son temps de coupure et on augmente sa fréquence de travail. L'or a cependant trois effets néfastes. Le temps d'enclenchement et la chute de tension directe sont accrus ; deux effets augmentant les pertes de puissance. En plus de cela, l'or diminue la tension à laquelle apparaît le claquage avec comme résultat une diminution de la tension de blocage. Tous ces effets peuvent être compensés par des modifications du profil de diffusion, comme expliqué ci-après.

Un amincissement de la région n– **(fig. 3)** accélère le temps d'enclenchement et diminue la chute de tension en sens passant, mais cette opération diminue également les performances en tension de blocage. Dans l'ASCR, on a reconstitué la tension de blocage en sens passant en ajoutant une région tampon n+ du côté anode de la couche n–, comme il est montré à la **figure 3.**

Cette couche très fortement dopée avec sa grande concentration de charges forme une barrière qui s'oppose à l'extension de la région d'appauvrissement passante et, par là, restaure la tension de blocage.

Cet ajout d'une couche n+ a malheureusement un effet négatif sur la tension inverse de blocage. Par la formation d'une jonction p-n plus fortement dopée, elle réduit à environ 50 V sa valeur. Heureusement, la plupart des circuits onduleurs possèdent une diode dite de « roue libre » branchée en shunt avec l'ASCR pour reprendre le courant inverse **(fig. 4)** et, dès lors, il n'y a plus besoin d'une tension de blocage inverse.

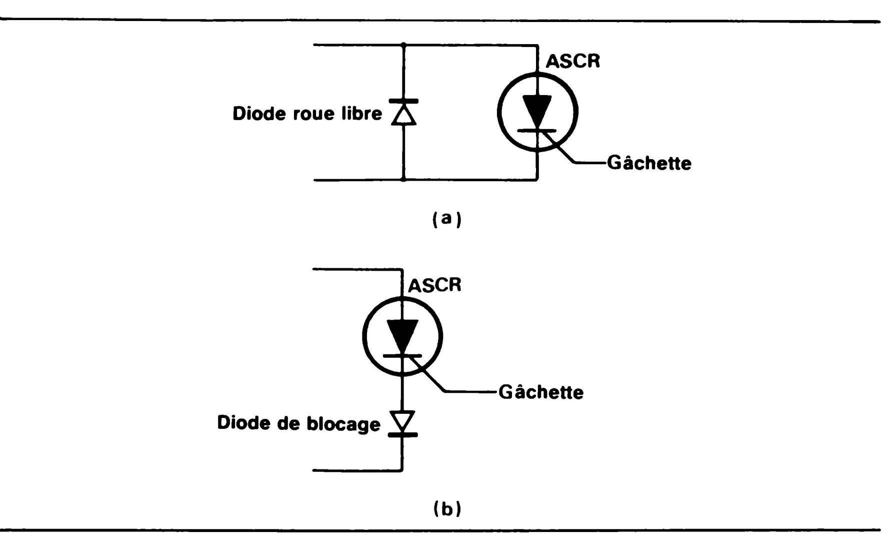


Fig. 4. – Configurations typiques SCR/diode.

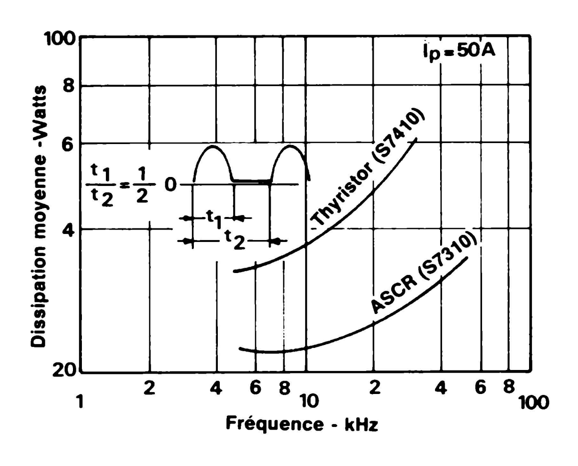


Fig. 5. – Comparaison des pertes de puissance SCR/ASCR.

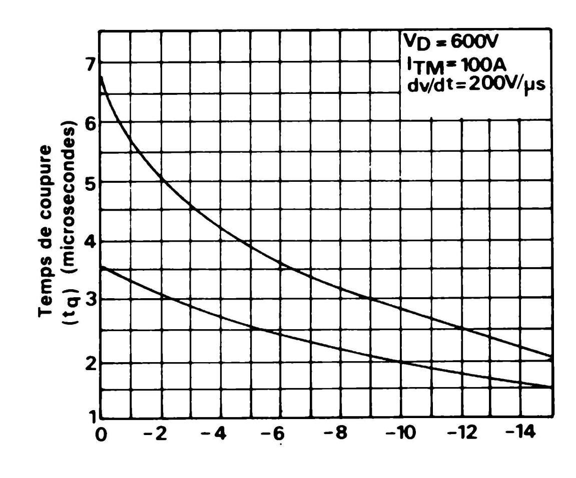


Fig. 6. – Temps de coupure typique.

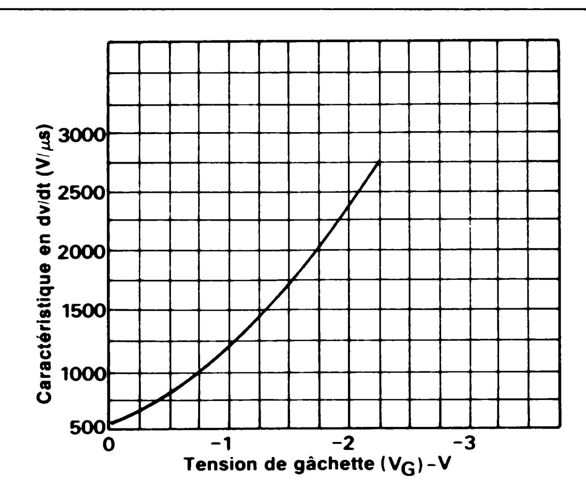


Fig. 7. – dv/dt typique en fonction de la polarisation de la gâchette.

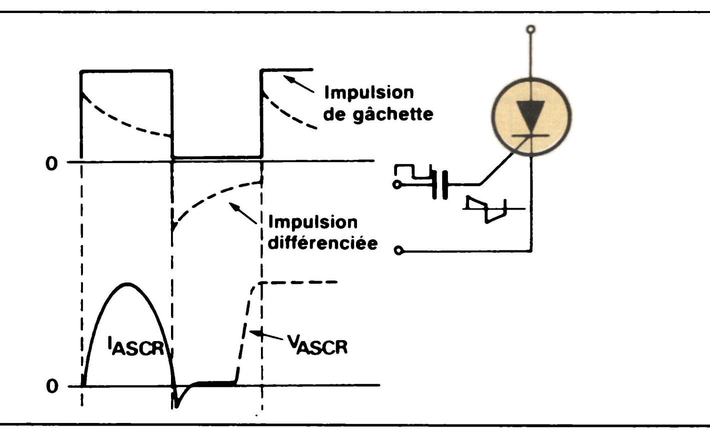


Fig. 8. – Circuit auto-polarisant de gâchette et formes d'onde correspondantes.

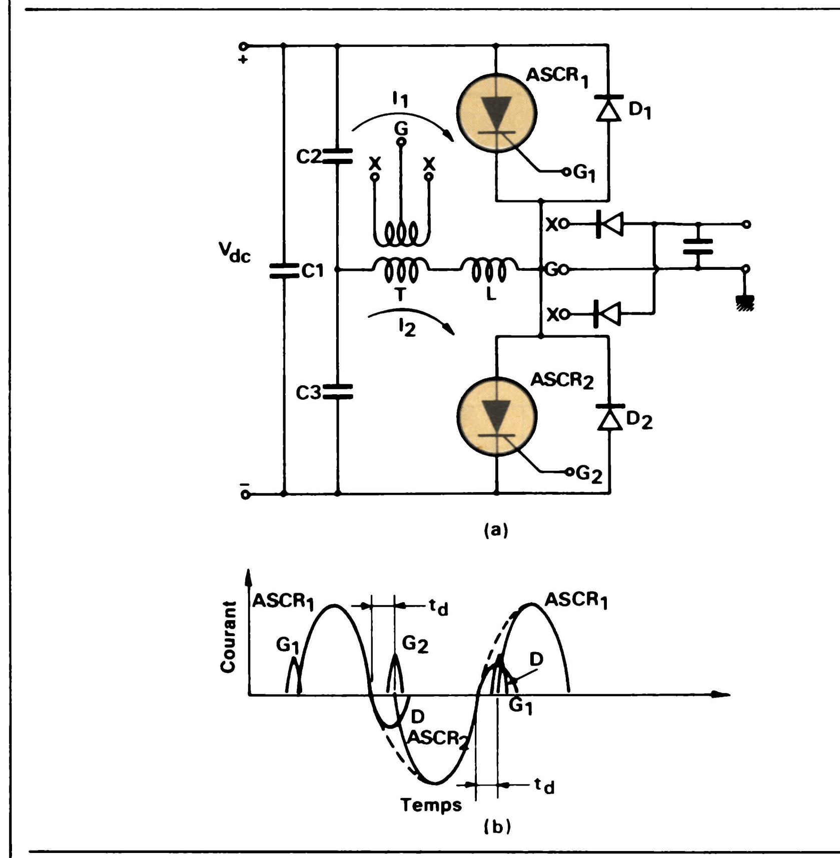


Fig. 9. – Circuit simplifié d'un onduleur en demi-pont.

Si nécessaire, une diode série peut être utilisée pour restituer cette tension.

C'est de cette différence entre les tensions de blocage directe et inverse que vient l'appellation « SCR asymétrique » ou ASCR. Le développement de ce produit a considérablement augmenté la fréquence de travail et diminué les pertes de puissance de ce type de commutateur.

La meilleure illustration de la supériorité de l'ASCR sur le thyristor classique au point de vue de la vitesse d'enclenchement est la comparaison de leur tension instantanée à l'enclenchement. La **figure 2** montre qu'un thyristor rapide de type courant comme le S 7410 présente toujours 27 V à 0,5 µs après l'instant d'allumage, alors que l'ASCR S 7310 en montre moins de 10. Cet avantage, combiné à la diminution de la chute de tension passante, a considérablement diminué les pertes de puissance en hautes fréquences.

Le diagramme de la **figure 5** compare les pertes de puissance de l'ASCR S 7310 avec celles du thyristor rapide S 7410 pour un courant de crête de 50 A avec un facteur d'utilisation de 50 %. Le **tableau 1** compare les données techniques de ces deux thyristors.

Les caractéristiques en hautes fréquences de l'ASCR S 7310 peuvent être encore améliorées si l'on a recours à une polarisation négative de la gâchette pendant la période de coupure et de réapplication de la tension de blocage. Le temps de coupure peut être diminué de moitié si l'on applique – 10 V sur la gâchette de l'ASCR. La **figure 6** montre également que la sensibilité en température de tq est réduite.

Cette polarisation négative améliore de plus la caractéristique en dv/dt. La **figure 7** montre comment une polarisation négative aussi petite que 2 V peut multiplier par 5 le dv/dt statique.

Une des méthodes les plus simples pour réaliser pratiquement cette polarisation négative consiste à différencier l'impulsion de gâchette comme illustré à la **figure 8.** Un simple condensateur série suffira à produire la cellule de différenciation, étant donné la résistance interne d'environ 30 Ω que comporte déjà le S 7310. Cette méthode nécessite évidemment une impulsion de commande de plus longue durée et, par là, un peu plus de puissance de la part des circuits de

Tableau 1. – Comparaison des caractéristiques thyristor-ASCR.

Caractéristiques	ASCR S7310M	Thyristor S7410M
Tension maximale crête, répétitive, état bloqué V_{DROM} (V)	600	600
Tension inverse maximale V_{RROM} (V)	7	600
Courant à l'état « on » I_T (RMS) (A)	40	35
Chute de tension	2,5 V - 100 A	2,05 V - 25 A
Courant maximum non répétitif à l'état « on » I_{TSM} (A)	400	180
Variation du courant « on » di/dt (A/µs)	2 000	400
Tension initiale à l'état « on » V_T (I) (V)	22	42

commande. Mais dans beaucoup d'applications, l'amélioration réalisée dans les temps de commutation la justifie.

Applications aux onduleurs pour équipement de soudure

Les onduleurs dont il sera question dans cet article sont du type sinusoïdal ou auto-commutant. Un des avantages que présente cette catégorie de circuits est le faible taux de parasites radio-fréquences générés par des formes d'onde sinusoïdales, et une commutation synchronisée sur les passages à zéro de la tension d'alimentation. Si le circuit doit délivrer un courant de forme rectangulaire, un ASCR de commutation et un condensateur peuvent être utilisés pour réaliser la commutation de l'ASCR principal.

Il faut choisir le type d'onduleur en tenant compte du fait que certains d'entre eux peuvent produire aux bornes de l'ASCR des pointes de tension d'amplitude plusieurs fois plus grande que la valeur de la tension d'alimentation DC. Fréquence de travail et facteur de qualité peuvent produire dans ces circuits des tensions sur l'ASCR qui dépassent les 1 000 V. L'onduleur en demi-pont de la **figure 9** est l'exemple type de circuit dans lequel les tensions vues par l'ASCR sont indépendantes du facteur de qualité Q du circuit, et de sa fréquence de travail. La figure montre comment, pendant que l'un des deux ASCR conduit, l'autre maintient à lui tout seul la tension continue d'alimentation.

Des oscillations de tension parasites vont se superposer à cette dernière, mais elles pourront être maintenues dans des limites acceptables

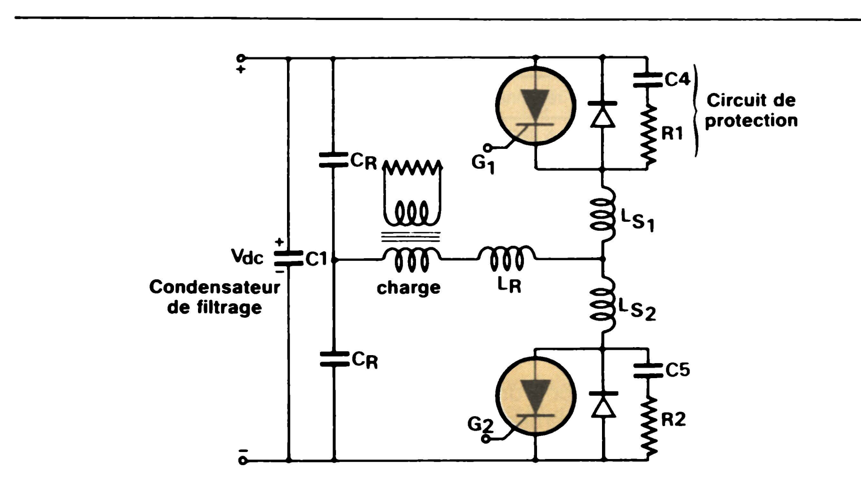


Fig. 10. – Circuit complet de l'onduleur en demi-pont.

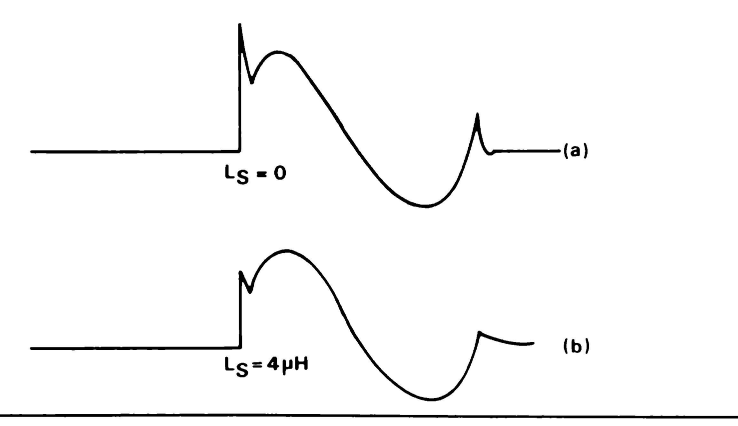


Fig. 11. – Effet de la présence d'inductances série sur les transitoires de recouvrement des diodes.

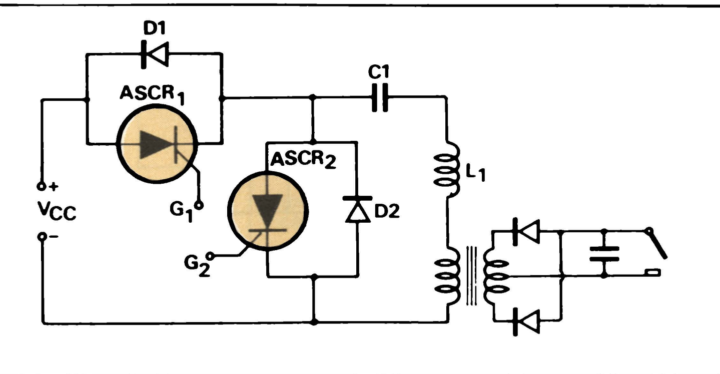


Fig. 12. – Circuit simplifié de l'onduleur résonnant série.

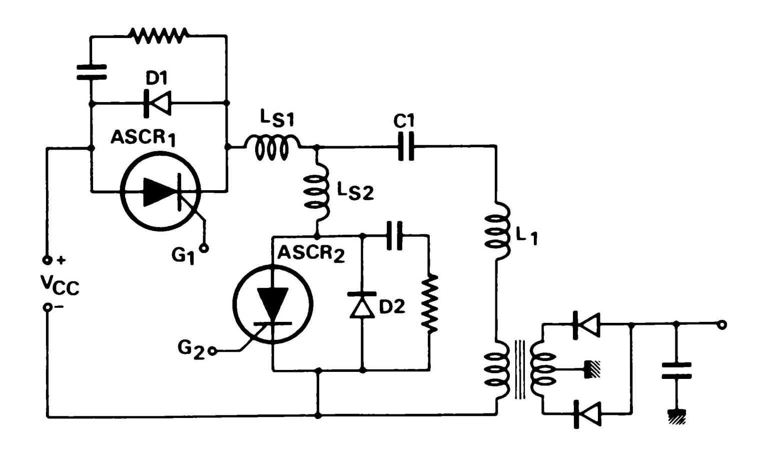


Fig. 13. – Circuit complet de l'onduleur résonnant série.

grâce à des circuits de protection RC. Remarquons que, même si la tension vue par l'ASCR est faible, celles vues par les condensateurs, parce qu'elles sont fonction du facteur de qualité du circuit, peuvent être plusieurs fois plus grandes que la tension d'alimentation DC.

Voyons maintenant d'une façon un peu plus détaillée le fonctionnement du circuit de la **figure 9 (a).** Le condensateur C_1 est le filtre réseau ; les condensateurs C_2 et C_3 sont les condensateurs de résonance et de commutation. L'inductance L complète le circuit résonnant. La sortie est redressée et filtrée de manière à éliminer les pertes en hautes fréquences dues à la longueur des câbles de l'équipement.

Les formes d'ondes de la **figure 9 (b)** permettent de mieux comprendre le fonctionnement des ASCR et de leurs diodes, ainsi que les séquences des signaux de gâchettes.

Dès que l'$ASCR_1$ est enclenché, il laisse passer une demi-onde de courant sinusoïdal. La longueur d'onde de cette demi-période est fixée par la valeur du condensateur résultant de la mise en parallèle de C_2 et C_3, résonnant avec l'inductance L.

Au passage par zéro, l'$ASCR_1$ engage automatiquement son processus de coupure, le courant de retour étant dévié par la diode de roue libre D_1. L'$ASCR_1$ étant complètement bloqué, l'$ASCR_2$ est enclenché à son tour. Cet enclenchement du second ASCR ($ASCR_2$) est synchronisé sur les passages à zéro du courant dans l'$ASCR_1$ et retardé d'environ 5 μs pour permettre une coupure complète de ce dernier. C'est une méthode très simple et efficace, qui réduit pratiquement à néant les chances de conduction simultanée des thyristors.

L'allumage de l'$ASCR_2$ démarre la sinusoïde de courant négative dans l'inductance et la charge. A la fin de cette période de conduction, la diode D_2 prend en charge le courant inverse jusqu'à l'allumage de l'$ASCR_1$. Le cycle complet de courant sera pratiquement sinusoïdal, les diodes D_1 et D_2 conduisant pendant un temps très court et assurant la transition d'un ASCR à l'autre. Ces diodes peuvent, dès lors, avoir des caractéristiques en courant beaucoup plus modestes que celles des deux ASCR.

Voici quelques équations simplifiées qui permettent de mieux comprendre les caractéristiques du circuit et d'entreprendre des développements théoriques plus poussés. Elles mettent en évidence les relations qui lient capacité, inductance et tension aux caractéristiques en courant et en puissance.

Nous retiendrons que :

$C = C_2 + C_3$ (1)

$t_{(on)} = \pi \sqrt{LC}$ (durée de conduction de l'ASCR) (2)

$I_p = V_{cond} \sqrt{C/L}$ (courant de crête dans l'ASCR) (3)

$P_{in(max)} = 1/2\, C\, [V^2_{cond/t=0} - V^2_{cond}/(\omega t = \pi)\, f\,]$ (4)

où V_{cond} est la tension vue par C et f la fréquence de travail de l'onduleur.

Un schéma plus complet de l'onduleur en demi-pont est donné à la **figure 10.** On y remarque les circuits de protection (R_1-C_4 et R_2-C_5) qui ont été ajoutés pour réduire la vitesse de réapplication dv/dt de la tension.

L_{S1} et L_{S2} ont également été ajoutées pour diminuer les pointes de courant dues au temps de coupure des

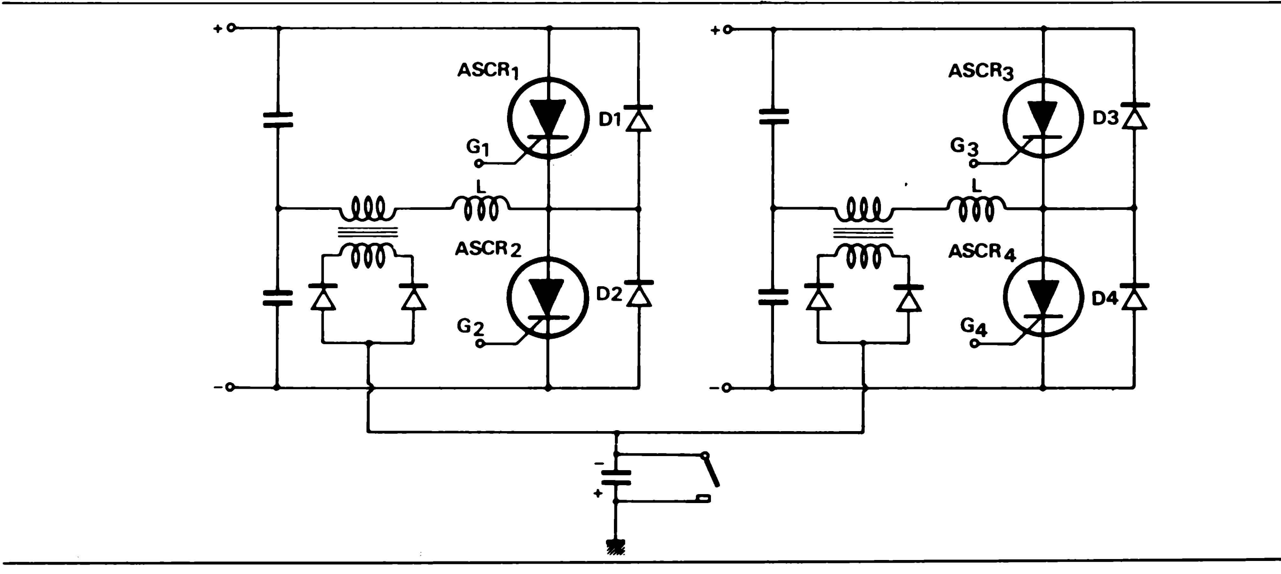


Fig. 14. – Combinaison biphasée.

diodes ; pointes de courant qui apparaissent quand l'ASCR récemment enclenché tente de reprendre le courant de charge de la diode opposée.

L'ASCR qui vient d'être enclenché forme avec la diode, pendant la fraction de microseconde qu'elle nécessite pour récupérer sa tension de blocage, un chemin de faible impédance aux bornes de l'alimentation continue. La **figure 11** montre avec quelle efficacité L_{S1} et L_{S2} (4 μH environ chacune) limitent le courant de crête.

La **figure 12** décrit un autre onduleur qui produit approximativement la même tension et le même courant sur l'ASCR que celui de la **figure 10.**

L'$ASCR_1$ étant enclenché, le condensateur C_1 se charge à deux fois la tension V_{DC}. C_1 commence alors à se décharger dans D_1 et oblige l'$ASCR_1$ à se couper. L'enclenchement de l'$ASCR_2$, déchargeant C_1, le force, par l'entremise de l'inducteur résonnant, à se recharger en sens opposé. C_1 tentera de se décharger dans D_2 pendant le temps de coupure de l'$ASCR_2$. Le cycle se répète avec l'allumage de l'$ASCR_1$. Comme cela se passe dans le circuit de la **figure 10,** la tension instantanée aux bornes du condensateur continue à augmenter jusqu'à ce qu'un état stable apparaisse, dû à l'énergie délivrée à la sortie ; néanmoins, la tension dans l'état passant de l'ASCR ne dépasse pas la tension d'alimentation.

La **figure 13** donne le circuit le plus complet. Ici encore, comme dans l'onduleur en demi-pont, L_{S1} et L_{S2} limitent les courants de crête des diodes, et les circuits de protection DC les dv/dt.

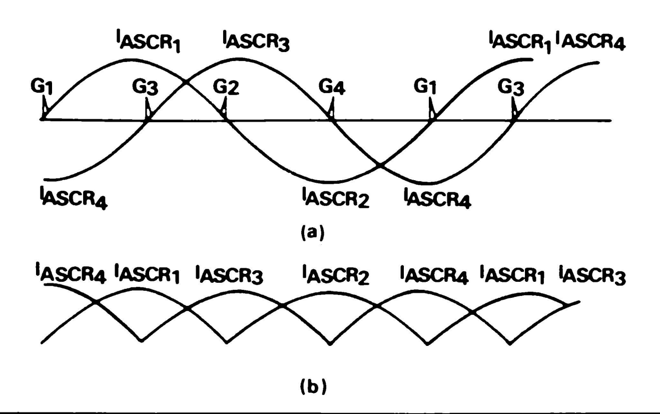


Fig. 15. – Mise en phase d'un système biphasé pour un ronflement minimal.

Performances obtenues

Des équipements montés selon les circuits des **figures 12 et 13** ont fourni 4,5 kW en partant d'un réseau 240 V, en utilisant des S 7310. Les performances en courant de soudure à ce niveau de puissance peuvent être calculées en ayant recours aux équations caractéristiques suivantes :

$$V = 20 + 0{,}04\,I$$

$$P = 20\,I + 0{,}04\,I^2$$

où I = courant d'arc, V = tension d'arc, P = puissance d'arc en watts. (Normes de la publication NEMA [2].)

Dès lors :

$$I = \sqrt{62{,}500 + 25 \cdot P} - 250$$

ou bien :

$$I = \sqrt{6{,}25 + 2{,}5\,P_{kw}} - 250$$

où P_{kw} est la puissance d'arc en kilowatts.

Le circuit pourra donc délivrer 168 A sous 26,7 V à un niveau de puissance de 4,5 kW.

Tant que l'on ne disposera pas d'ASCR ayant de hautes caractéristiques en courant, on devra recourir à des techniques de mise en parallèle pour résoudre les problèmes de grande puissance. Ainsi, grâce à deux modules de 4,5 kW, le courant de soudure pourra monter à 285 A sous 31,4 V. Trois de ces mêmes modules seront nécessaires pour produire 380 A. Grâce à ce concept modulaire des équipements de soudure, on pourra modifier très facilement la gamme de puissance désirée par une sélection préalable des gâchettes à utiliser.

Le fonctionnement multiphase est l'une des techniques de mise en parallèle des puissances de sortie de différents modules. En guise d'exemple, la **figure 14** montre comment un système biphasé peut être utilisé pour combiner les sorties de deux ondu-

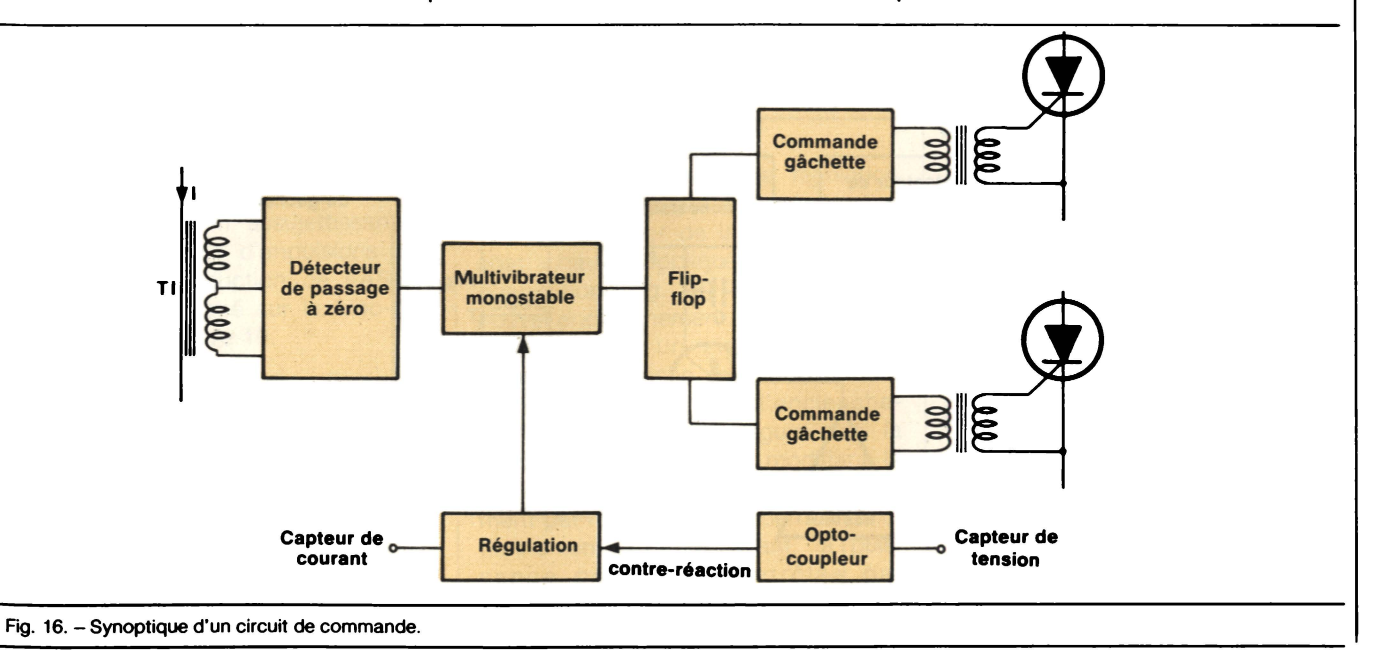


Fig. 16. – Synoptique d'un circuit de commande.

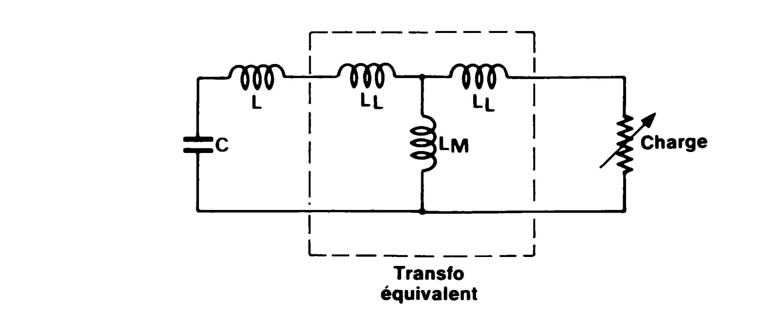


Fig. 17. – Générateur « double impulsion » pour ASCR.

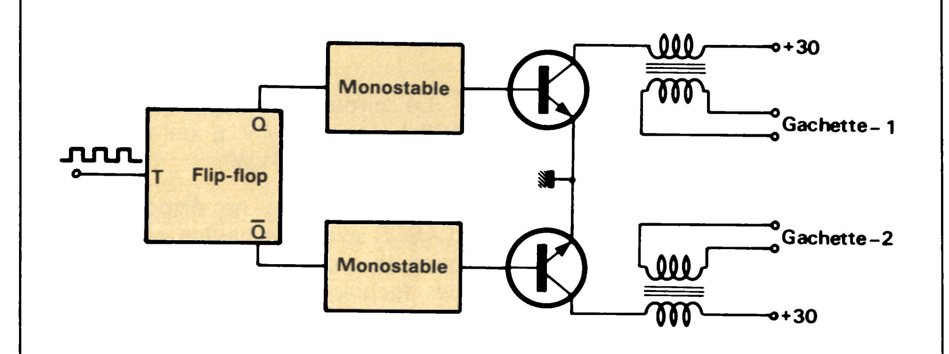


Fig. 18. – Système résonnant avec couplage de charges par transformateurs.

leurs. Chacun des onduleurs fonctionne en mode indépendant, et leur puissance de sortie est délivrée sur un simple condensateur. Il est avantageux d'avoir recours à un double redressement des sorties : chacun des onduleurs est ainsi isolé de l'autre, et, en les déphasant de 90° électriques, la fréquence du ronflement de sortie vaut quatre fois la fréquence fondamentale de travail, ce qui simplifie considérablement la tâche du condensateur de filtrage.

La **figure 15** donne un exemple de cette méthode de déphasage, indiquant comment les ASCR sont commandés **(fig. 15 (a))** et montrant les formes d'onde de sortie des ASCR **(fig. 15 (b))**. On aura recours au déphasage des commandes des gâchettes quand l'amplitude des crêtes de tension et du courant de contrôle dépassent l'amplitude du ronflement ; car l'amplitude combinée sera le vecteur somme des deux amplitudes élémentaires. On pourra de même combiner trois systèmes en un ensemble triphasé.

En échelonnant les déphasages pour décaler les sorties de chaque onduleur de 60 ‰, la fréquence des ronflements de sortie est portée à six fois les fondamentales (soit 180 kHz pour un onduleur 30 kHz).

Circuit de commande

Le rôle du circuit de commande, outre la commande appropriée de l'enclenchement des ASCR, sera d'assurer la régulation et la protection. Le circuit de commande de la **figure 16** indique, sous forme d'un bloc-diagramme, comment cela peut être réalisé. Un multivibrateur monostable, situé entre le détecteur des passages par zéro et le « flip-flop », réalise le retard nécessaire des impulsions de gâchette par rapport au zéro du courant dans l'ASCR afin d'éviter toute éventualité de conduction simultanée. La modulation du temps de retard par le courant et la tension de charge permet de faire la régulation.

Commande des gâchettes

Les désiderata pour un bon pilotage de la gâchette d'un ASCR dans un onduleur sont relativement peu sévères ; le comportement dans l'état enclenché de l'ASCR étant essentiellement indépendant des caractéristiques de cet étage pilote. Dès lors, on pourra étudier presque complètement séparément l'étage pilote et l'onduleur. La commande d'un onduleur de plusieurs kilowatts peut se faire par des impulsions de courant aussi petites que 500 mA de quelques microsecondes de durée. C'est pourquoi la puissance de commande intervient peu dans le rendement total du système. Au contraire, la commande d'un onduleur à transistors peut représenter une partie appréciable de la charge du système. La **figure 17** donne un exemple de générateur d'impulsions de gâchette pour l'onduleur à deux ASCR décrit ici. La durée de l'impulsion sera fixée par la constante de temps RC du multivibrateur

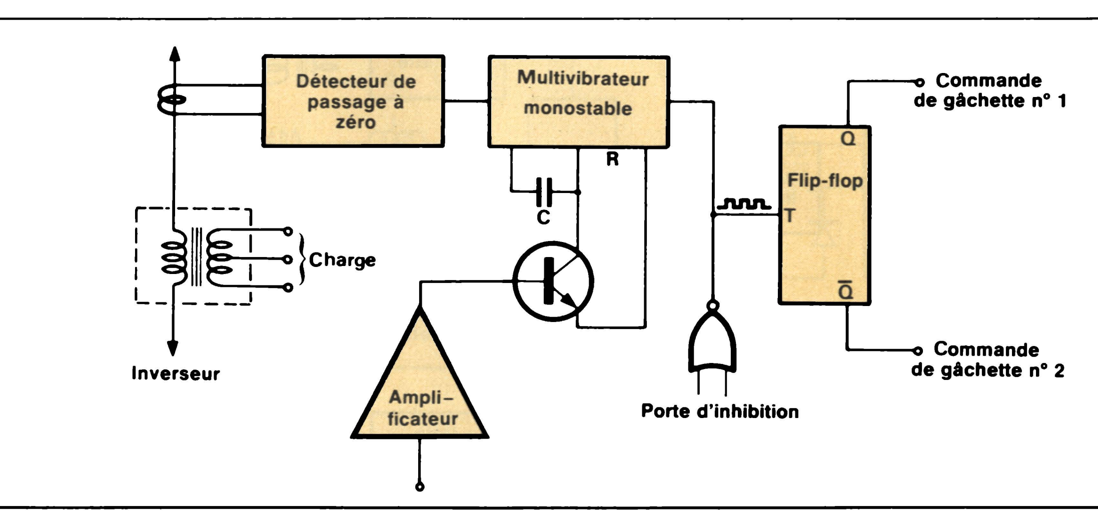


Fig. 19. – Générateur de train d'impulsions synchronisées.

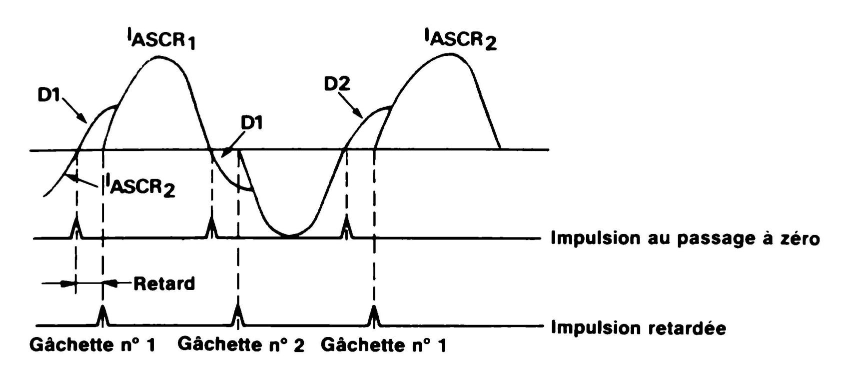


Fig. 20. – Impulsions synchronisées aux passages à zéro du courant et retardées.

monostable ; le train des impulsions d'entrée excite le circuit multivibrateur « flip-flop », assurant un enclenchement alterné des deux ASCR.

Synchronisation des gâchettes

Il est de première importance de saisir le rôle du train d'impulsions qui commande le multivibrateur bistable d'un équipement de soudure dont la charge varie fréquemment du circuit ouvert au circuit fermé. Se rapportant au schéma simplifié de la **figure 18**, L et C représentent les composants résonnants extérieurs au transformateur. Le transformateur lui-même y est représenté par son schéma équivalent en T. Les éléments L_L sont les inductances de fuite et L_M est l'inductance mutuelle résultant du couplage des flux. Comme généralement l'inductance L_M est beaucoup plus grande que l'inductance L_L, on peut voir qu'un circuit ouvert aura une fréquence de résonance beaucoup plus petite qu'un circuit à charge en court-circuit. Si le train d'impulsions était à fréquence constante, un circuit ouvert travaillerait à une fréquence tellement basse que les périodes de conduction des ASCR se chevaucheraient, entraînant une panne par conduction simultanée. Ce type de panne peut être facilement évité en assujettissant la fréquence du train d'impulsions aux périodes de conduction de l'ASCR, comme il est illustré sur le bloc-diagramme de la **figure 19**.

Dans le circuit de cette figure, un transformateur de courant, aidé d'un détecteur de passages par zéro, placé dans le circuit résonnant, délivre des impulsions à chacun des passages par zéro du courant. Ces impulsions sont ensuite retardées par un multivibrateur monostable de manière à respecter le temps de recouvrement des ASCR **(fig. 20)**.

Ainsi, le passage par zéro du courant qui voit la coupure d'un des ASCR déclenche l'impulsion qui va allumer l'autre. La fréquence d'apparition des impulsions de gâchette devient alors une fonction de la charge, et est synchronisée sur les passages par zéro du courant dans le circuit oscillant. On fixera le retard minimal à une valeur un peu plus grande que le temps de recouvrement maximal des ASCR. Le courant délivré à la sortie est pratiquement sinusoïdal malgré le retard créé par les diodes de « roue libre » qui conduisent le courant pendant ce temps.

Régulation

Pour assurer à l'ASCR un temps de coupure suffisant, on peut utiliser un multivibrateur monostable **(fig. 19)** pour réguler la tension de sortie.

En remplaçant les composants passifs résistifs, qui font la constante de temps du multivibrateur, par un transistor, on peut commander cette dernière en détectant la tension de sortie de telle manière que le retard puisse être augmenté quand on désire réduire la tension de sortie.

On pourra utiliser une régulation par rapport cyclique pour réaliser un contrôle grossier de la sortie. Un signal « haut » appliqué à la broche d'inhibition **(fig. 19)** empêche tout nouvel enclenchement. Le signal d'inhibition levé, un signal devenant « haut » déclenche le multivibrateur monostable amorçant l'enclenchement des ASCR. On régule ainsi la puissance de sortie en modifiant la durée de la période de fonctionnement par rapport à celle de non fonctionnement. Comme avant, la puissance peut être contrôlée par détection de la sortie et rétroaction sur le rapport cyclique.

On pourra enfin réaliser une protection agissant à une impulsion près en assujettissant une porte d'inhibition à un détecteur de dépassement de tension ou de courant.

L. Maréchal
RCA Solid State

Bibliographie

[1] Design equations and computer modeling in : « Analysis of a Current Fed Type High-Frequency Inverter using a single reverse-conducting thyristor », N.M. Vietson, M. Nakaoka, T. Maruhashi, *IEEE Trans. Ind. Elec. & Cont. Inst.*, vol. IECI-26, N° 1, Feb. 1979, p. 35-39.

[2] *NEMA Publication* EW-1, 1971 ; NEMA, 2101 L. Street NW, Suite 300, Washington D.C., 20037.

[3] « Design and applications of high-power ultrasonic converters using ASCR's », A. Colens, *RCA Solid State* application note AN-6628.

[4] « Characteristics and applications of RCA fast switching ASCR's », Henri Digneffe, *RCA Solid State*, application note AN-6456.

[5] « Application of ASCR's to high frequency inverters », I. Martin, *Solid State Power Conversion*, July/August 1977.

[6] « New thyristors make series resonant inverter cost effective », George Oughton, *Solid State Power Conversion*, July/August, 1977.

[7] « Operating characteristics of self-commutated sinewave SCR inverters », I. Martin, *RCA Solid State*, Application note AN-6745.

[8] « Principles of inverter circuits », Bedfort and Hoft, *John Wiley, Inc.*, New York, 1964.

[9] « ASCR's in welding-equipment inverters ». I. Martin, *RCA Solid State*, application note AN-6783.

Le plus stimulant des individuels



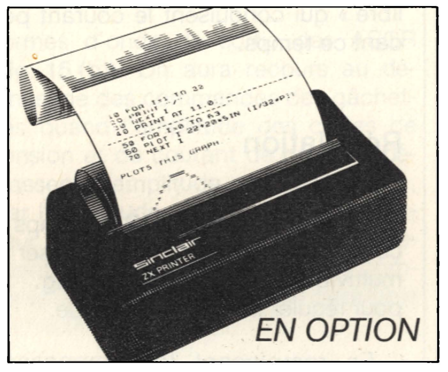
L'utilisateur crée ses propres programmes en langage évolué le Basic et en assembleur Z 80. Une telle utilisation permet la mise au point de programmes spécifiques et personnels.

Sinclai ZX 81 compl en ki



Nouveau manuel BASIC gratuit

Pour que vous puissiez assimiler facilement et rapidement le langage informatique le plus usuel, chaque ZX 81 est accompagné d'un manuel de programmation en langage BASIC. Rédigé en français, il permet d'étudier les premiers principes puis de poursuivre jusqu'aux programmes complexes.



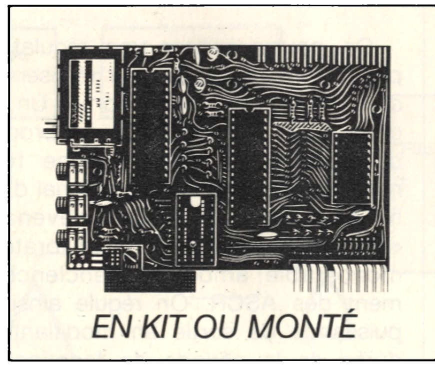
Imprimante Sinclair

Conçue exclusivement pour le ZX 81 (et pour le ZX 80 avec la ROM BASIC 8 K), cette imprimante écrit tous les caractères alphanumériques sur 32 colonnes et trace des graphiques très sophistiqués, reprenant ainsi exactement ce qui se trouve sur l'écran du téléviseur.



Mémoire RAM 16 K octets

La mémoire RAM se fiche sur le connecteur arrière de l'ordinateur : elle multiplie par 16 la capacité de votre mémoire de données/programme ! Vous pouvez l'utiliser pour les programmes longs et complexes, ou comme base de données personnelles.



Quelques heures de travail suffisent pour monter le ZX 81 en kit.

Les versions montées et en kit contiennent l'adaptateur secteur et tous les conducteurs requis pour connecter le ZX 81 à votre téléviseur (couleur ou noir et blanc) et à votre enregistreur/lecteur de cassette.

Comment l'utiliser?

Auriez-vous imaginé, il y a seulement un an, pouvoir disposer à ce prix d'un véritable ordinateur, performant et polyvalent? Idéal pour s'initier (programmation simple et lecture à l'écran parfaitement identifiable), le Sinclair répond exactement à l'attente des utilisateurs désireux de mettre au point des programmes spécifiques et personnels. Mais il se prête aussi à une grande variété d'utilisations : scientifiques, gestion, jeux...

Enfin, les cassettes pré-enregistrées de la gamme Sinclair permettent aux parents et aux enfants de se passionner pour les jeux électroniques. Cette précieuse polyvalence est l'une des causes principales du succès sans précédent du Sinclair ZX 81.

Utilisation scientifique : une société de haute technologie emploie le Sinclair ZX 81 à des fins de calculs scientifiques et de gestion de processus.





Ses capacités vous permettront de dépasser sans cesse vos propres limites.

Si le ZX 81 a déjà fait plus de 800.000 adeptes parmi les professionnels de l'informatique et les amateurs expérimentés, c'est parce que ses performances, tout à fait respectables, leur permettent de laisser libre cours à leur esprit inventif.

Jugez plutôt : le clavier du Sinclair ZX 81 se compose de 40 touches, mais, utilisant le système d'entrée des mots-clés par une seule touche, il donne l'équivalent de 91 touches. Il contient une ROM BASIC 8 K nouvelle et plus puissante qui constitue "l'intelligence domestiquée" de l'ordinateur. Ce dispositif permet des calculs en virgule flottante, traite toutes fonctions mathématiques et graphiques, gère les données. Son logiciel développé le rend apte à toutes les utilisations, notamment loisirs et enseignement.

Le ZX 81 vous permet de bénéficier d'autres avantages :

- Branchement direct sur la prise antenne de votre téléviseur, au standard Français.
- possibilité d'enregistrer et de conserver sur cassette des programmes et des données... (tout simplement en branchant sur le ZX 81, avec le fil de connection livré gratuitement, le lecteur/enregistreur de cassettes que vous avez déjà !).
- gamme complète de fonctions mathématiques et scientifiques avec une précision de 9 positions décimales...
- tableaux numériques et alphanumériques multi-dimensionnels...
- 26 boucles FOR/NEXT imbriquées...
- mémoire vive 1K-octets pouvant être portée à 16 K octets grâce au module RAM Sinclair...
- différentes applications liées à l'utilisation de multiples périphériques et logiciels disponibles.
- Le Sinclair ZX 81 est garanti 1 an avec échange standard.

Renvoyez-vite le coupon ci-dessous : il vous permet de commander le ZX 81 en kit ou monté, l'extension de mémoire et l'imprimante. Votre commande vous parviendra dans les délais indiqués ci-dessous qui vous sont toutefois donnés à titre indicatif et peuvent varier en fonction de la demande. Vous serez libre, si vous n'êtes pas satisfait, de renvoyer votre ZX 81 dans les 15 jours : nous vous rembourserons alors intégralement.

Pour toutes informations : 359.72.50 +

Comment obtenir de telles capacités pour un prix aussi bas ?

800.000 Sinclair ont déjà conquis l'Europe et l'Amérique dont 60.000 ont déjà été livrés en France.

Impensable il y a quelques années, ou même quelques mois : vous pouvez entrer en possession d'un véritable ordinateur, performant et polyvalent, pour moins de 800 F (et moins de 600 F en kit).

NOUVEAU

• magasin d'exposition-vente : 7, rue de Courcelles, 75008 Paris. Métro : St-Philippe-du-Roule.

Bon de commande

A retourner à Direco International, 30, avenue de Messine, 75008 PARIS

E.A. - 29/01

Oui, je désire recevoir, sous 8 semaines (délai indicatif), avec le manuel gratuit de programmation, par paquet poste recommandé :

- ☐ le Sinclair ZX 81 en kit pour 590 F TTC
- ☐ le Sinclair ZX 81 monté pour le prix de 790 F TTC
- ☐ l'extension mémoire 16K RAM, pour le prix de 380 F TTC
- ☐ l'imprimante pour le prix de 690 F TTC.

(Prix en vigueur au 1er janvier 1983)

Je choisis de payer :
- ☐ par CCP ou chèque bancaire établi à l'ordre de Direco International, joint au présent bon de commande
- ☐ directement au facteur, moyennant une taxe de contre-remboursement de 14 F.

Nom ______________________ Prénom ______________________

Rue ______________________ N° ______ Commune ______________________

Code postal __________ Signature
(pour les moins de 18 ans, signature de l'un des parents).

Au cas où je ne serais pas entièrement satisfait, je suis libre de vous retourner mon ZX 81 dans les 15 jours. Vous me rembourserez alors entièrement.

sinclair ZX81

SERVICE-LECTEURS N° 238

SERVICE-LECTEURS N° 205

SERVICE-LECTEURS N° 211



Etude et réalisation d'un filtre « de poursuite »

On se sert en musique électronique (synthétiseurs) de filtres, principalement du type passe-bas, dont le rôle consiste à faire varier dynamiquement le contenu harmonique d'un signal. Pour ce faire, la fréquence de coupure de ces filtres est commandable par une tension extérieure. On les désigne généralement par le sigle « VCF », de l'anglais : « Voltage Controlled Filter ». Une tension analogique évoluant de façon déterminée dans le temps fait subir le même genre d'évolution au contenu harmonique du signal présent à l'entrée du VCF.

Notons qu'une note jouée sur un instrument classique présente, elle aussi, de telles variations entre les instants d'attaque, de durée et d'extinction du son.

Notons également que cette évolution ne dépend pas, en première approximation (car la réalité est plus complexe que cela), de la hauteur de la note jouée. Cette contrainte impose au VCF d'avoir une fréquence de coupure qui suit constamment la fréquence fondamentale du signal qui lui est soumis. Cette fonction est désignée dans la littérature anglaise par le vocable « tracking filter », que l'on peut traduire par filtre de poursuite. Un tel filtre fait l'objet de cette étude.

Principe et caractéristiques du filtre de poursuite

Comme l'indique la **figure 1**, le filtre décrit dans cet article est du type passe-bas du premier ordre (mais, comme nous le verrons, rien n'empêche d'augmenter l'ordre de ce filtre en cascadant plusieurs éléments tels que ceux décrits dans ces lignes), et sa fréquence de coupure est déterminée à la fois par la fréquence de récurrence du signal présent sur son entrée et par la valeur de sa tension de commande. De plus, la variation en fonction de ces deux paramètres est linéaire.

Ce filtre a été étudié pour répondre au cahier des charges suivant :

– dynamique du signal d'entrée : ± 9 V crête ;

– fonction « tracking » réalisée par une fréquence du signal d'entrée f_{in} de 30 Hz à 3 000 Hz ;

– une action de la tension de commande permet à la fréquence de coupure f_c de varier de $f_{in}/10$ à $f_{in} \times 10$, quelle que soit f_{in}, compris entre 30 Hz et 3 000 Hz, soit une dynamique de f_c s'étendant de 3 Hz à 30 kHz (80 dB !).

La position de repos de la tension de commande v_c est celle pour laquelle $f_c = f_{in}$, et a pour valeur 1 V. La dynamique de v_c s'étend donc de 0,1 V à 10 V.

La relation liant tous ces paramètres entre eux est donc très simple et s'écrit :

$$f_c = K\, v_c\, f_{in}$$

Le gain dans la bande est de 1.

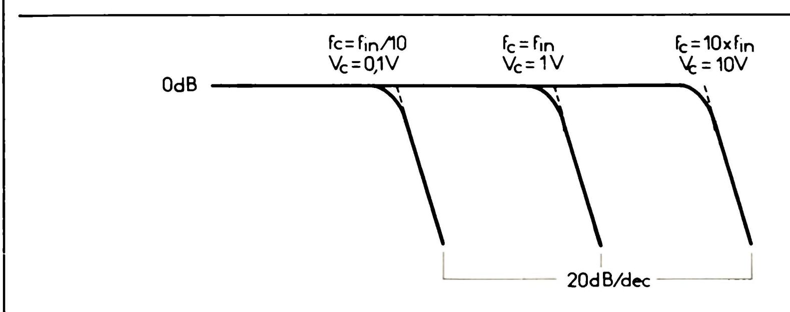


Fig. 1

Quel schéma utiliser ?

Soit le schéma de la **figure 2**, dans lequel la sortie d'un intégrateur est renvoyée sur son entrée par l'intermédiaire d'un soustracteur.

La relation liant grandeur d'entrée et de sortie s'écrit donc :

$$v_s = \left(v_e - v_s\right)\left(-\frac{1}{jC\omega}/R\right)$$

Soit, en calculant v_s/v_e et en remplaçant $j\omega$ par la pulsation complexe p, la fonction de transfert du filtre est :

$$F(p) = -\frac{1}{1 + RCP}$$

ce qui est bien la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du premier ordre de pulsation de coupure $\omega_c = 1/RC$

Les fonctions VCF et « tracking » seront, bien entendu, obtenues en agissant sur R ou C.

Signalons tout de suite qu'il n'est guère aisé d'obtenir l'équivalent d'un condensateur variable en fonction d'une grandeur électrique. Les « Varicap », ou autre dispositifs du même type, possèdent une loi de variation quadratique, et leur capacité équivalente varierait de façon linéaire, et avec le signal lui-même, pour de grandes amplitudes de celui-ci.

Notre choix s'est donc porté sur la résistance.

La première idée qui vient à l'esprit lorsque l'on souhaite disposer d'une résistance variable en fonction d'une tension consiste à employer un transistor FET. Mais, là encore, l'espace drain-source ne se comporte comme une résistance pure que pour de petites amplitudes de signaux (1 V), et sa loi de variation en fonction de la tension gate-source est également à peu près quadratique.

Nous allons voir qu'un multiplieur intégré, tel que le MC 1594 de Motorola, offre une bien meilleure solution.

Résistance commandée en tension

Sans trop vouloir entrer dans les détails, signalons simplement que ce circuit est analogue au MC 1595, déjà décrit dans notre revue (n° 4, hiver 1977), en ce qui concerne la partie multiplieur proprement dit, mais qu'il contient de plus un régulateur de tension et de courant et un convertisseur de courant différentiel en sortie. La grandeur de sortie est donc ici un courant unique I_o directement proportionnel au produit de deux tensions d'entrée V_x et V_y et d'un facteur d'échelle K.

Pour être exploitable dans notre application, le multiplieur est suivi en sortie d'un ampli-op monté en convertisseur courant-tension.

Nous avons donc :

$$V_z = K\,V_x\,V_y$$

avec K (facteur d'échelle) =

$$\frac{2\,R_L}{R_x\,R_y\,I_1}$$

Le courant I_1 est fixé une fois pour toutes à 0,5 mA par une résistance de 16 kΩ.

Le potentiomètre de 10 kΩ permet de régler l'offset en sortie du multiplieur **(fig. 3)**.

R_x et R_y seront choisis pour avoir l'excursion maximum de tension tant sur les entrées X et Y qu'en sortie, soit ± 10 V. Pour cela, K sera choisi égal à 0,1. Nous aurons donc 10 V en sortie quand les deux entrées seront elles-mêmes à 10 V en valeur absolue.

Dorénavant, et pour plus de clarté, nous utiliserons le schéma symbolique du multiplieur indiqué à la **figure 4.**

Voyons maintenant comment l'utiliser en résistance variable, puisque tel était notre but.

Si un signal est injecté sur l'entrée Y et qu'une tension continue existe sur

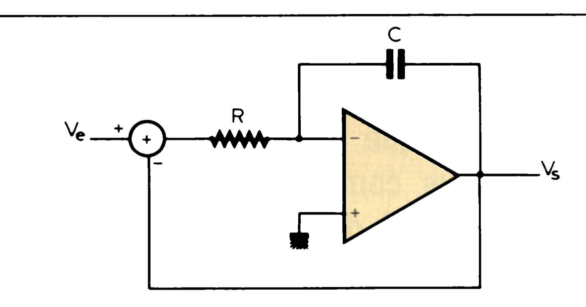


Fig. 2

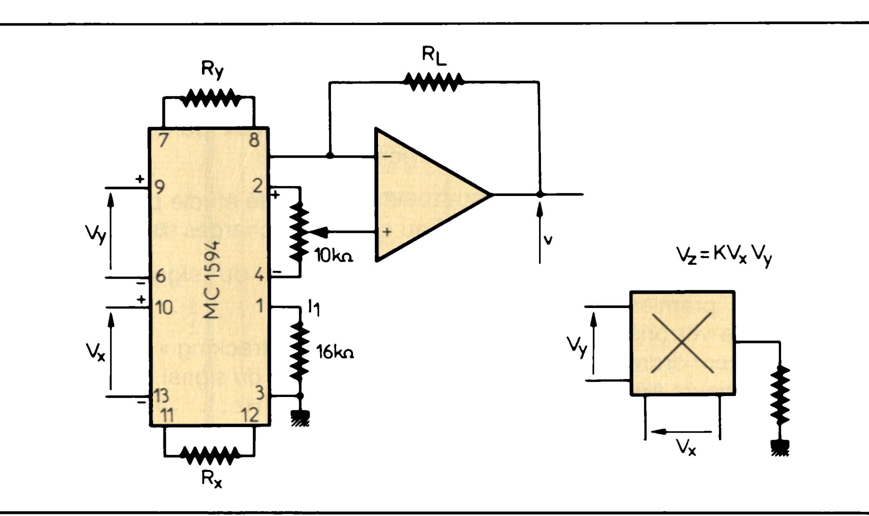


Fig. 3 + 4.

l'entrée X, il va circuler dans R un courant égal à :

$$\frac{KV_Y V_X}{R} = \frac{V_Z}{R}$$

Or ce courant est le même que celui qui faisait circuler V_Y dans une résistance équivalente Req. :

$$\frac{V_Y}{Req.} = \frac{K \cdot V_Y \cdot V_X}{R}$$

On en déduit immédiatement que :

$$Req. = \frac{R}{KV_X}$$

L'ensemble se comporte donc comme une résistance variable en fonction d'une tension (en fait, inversement proportionnelle à celle-ci).

La **figure 5** donne le schéma d'un filtre passe-bas commandé en tension.

Notons que le multiplieur, de par sa conception différentielle à l'entrée, fait directement office de soustracteur.

Il est aisé de voir qu'en remplaçant K par sa nouvelle valeur dans la fonction de transfert, nous obtenons une pulsation de coupure :

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{(R/KV_X)C} = \frac{KV_X}{RC}$$

donc une fréquence de coupure variant bien linéairement en fonction de la tension de commande V_X.

Résistance commandée en fréquence

La fonction « tracking » sera obtenue en faisant appel au principe de l'intégrateur à condensateur commuté : il est en effet possible, dans certains cas, dont l'intégrateur qui sert de base à notre filtre, de remplacer la résistance par un condensateur commuté à une certaine fréquence définie par la relation :

$$R = \frac{1}{Cf} \qquad \textbf{(fig. 6)}$$

Pour le lecteur que cela intéresse, la démonstration mathématique de ce qui précède est donnée en annexe.

Si la fréquence est rendue proportionnelle à la fréquence fondamentale du signal d'entrée, le filtre aura la propriété d'avoir une fréquence de coupure suivant fidèlement celle du signal lui-même.

Il est clair que le condensateur commuté réalise un échantillonnage

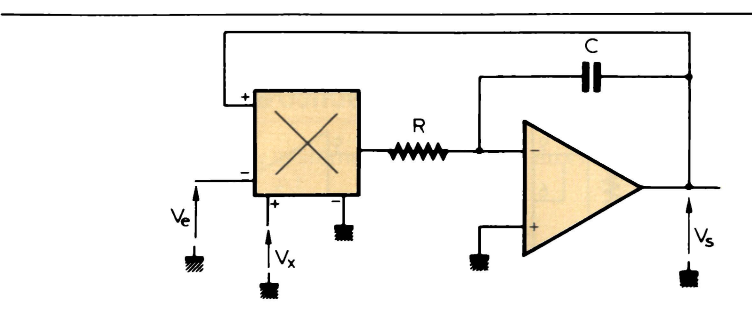


Fig. 5

du signal, et que ce fait amène les deux restrictions classiques qui sont d'avoir :

– un spectre borné pour le signal d'entrée,

– un échantillonnage au moins égal à deux fois sa fréquence fondamentale.

La pulsation de coupure de la fonction « tracking » est donnée par :

$$\omega_c = \frac{1}{(1/C_{12}f_{com})C} = \frac{C_{12}}{C} f_{com}$$

où C_{12} est la capacité du condensateur commuté.

Il est important de noter que la fréquence de coupure ne dépend plus que du rapport de deux capacités, ce qui est plus facilement réalisable de manière précise que la mesure de la valeur absolue d'une seule d'entre elles.

Détermination de C_2

En fonction de tout ce que nous venons de voir, la fréquence de coupure générale du filtre est donc donnée par :

$$f_c = \frac{K \cdot v_c \cdot C_{12} \cdot f_{com}}{2\pi C}$$

Nous désirons que pour V_C = 1 V, et K étant fixé à 0,1 f_C soit égal à f_{in}, soit :

$$f_{com}/f_c = 2\pi C / 0{,}1 \times C_{12}$$

Soit ce rapport égal à : 64 (2^6) ; ce calcul nous donne :

$$\frac{C}{C_{12}} \# 1$$

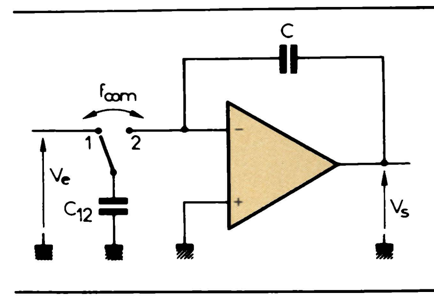


Fig. 6

La réalisation pratique de f_{com} = 64 × f_{in} fait appel, comme on peut le voir maintenant sur le schéma complet du filtre, à un PLL intégré MC 14046 connecté au multiplieur de fréquence par l'intermédiaire d'un diviseur par 2^6 du type MC 14040 **(fig. 7)**.

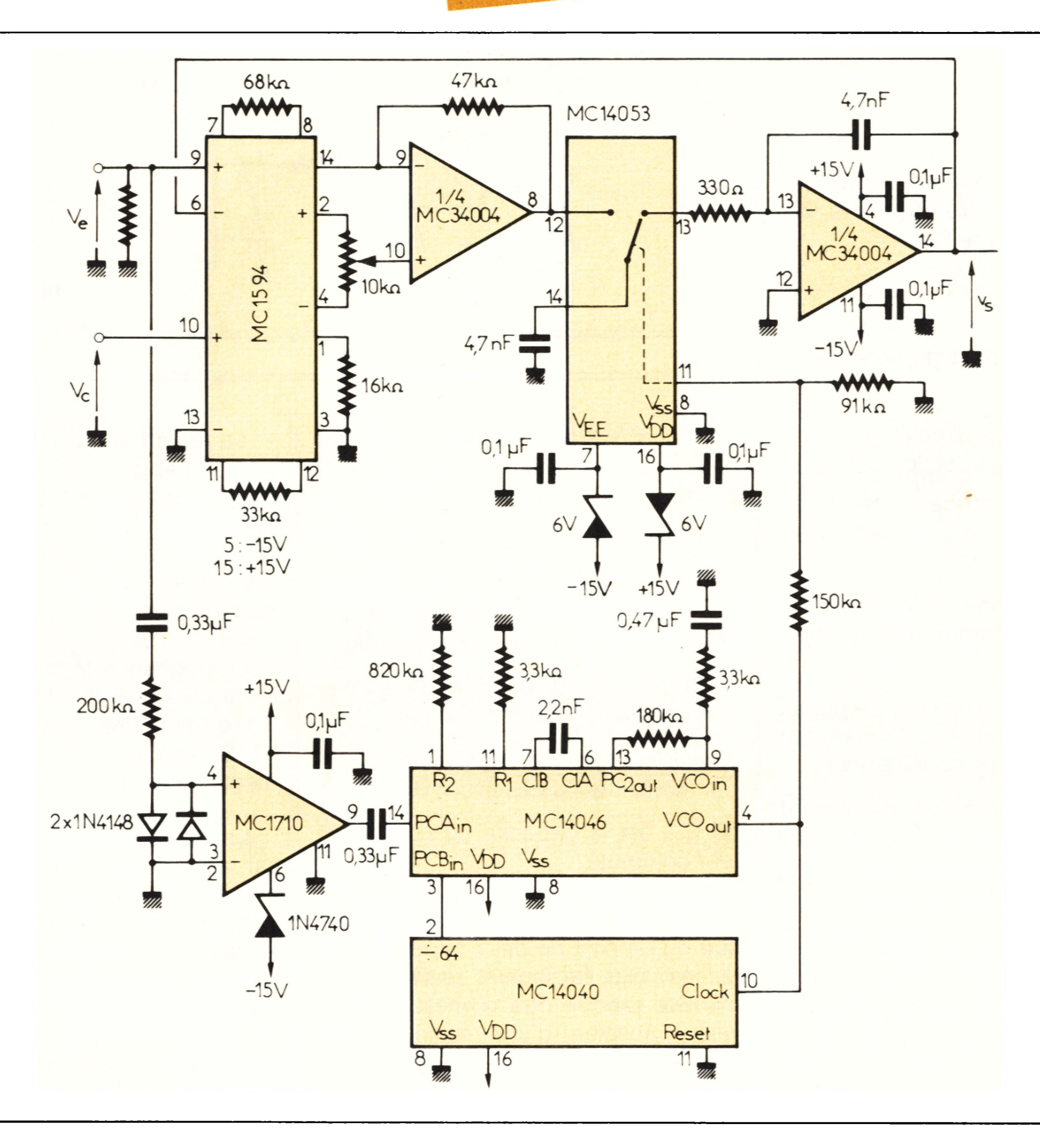
La fréquence fondamentale est extraite du signal d'entrée par l'intermédiaire d'un comparateur rapide MC 1710 dont la sortie alimente directement l'entrée du PLL.

La commutation du condensateur est assurée par l'intermédiaire d'une porte analogique, du type MC 14053, dont la sortie attaque l'entrée de l'intégrateur par l'intermédiaire d'une résistance de faible valeur dont la présence ne modifie en rien la fréquence de coupure, mais évite l'apparition de transitoires de commutation en sortie de l'amplificateur opérationnel.

La chaîne analogique est alimentée en ± 15 V, à l'exception du commutateur analogique dont la gamme de tension d'alimentation ne s'étend que jusqu'à + 18 V (encore que les essais effectués à + 20 V de façon à disposer d'une dynamique d'amplitude de ± 10 V aient montré qu'il était possible de dépasser quelque peu la tension maximum donnée par le constructeur sans endommager le produit en aucune façon).

La partie logique comprenant le comparateur, le PLL et son diviseur associé, se contente, elle, de + 15 V. L'amplitude des signaux de sortie du PLL est ramenée à + 9 V au moyen d'un pont diviseur pour tenir compte des conditions d'alimentation en ± 9 V du commutateur analogique.

Les différents éléments entourant le PLL MC 14046 sont calculés d'après les éléments de la notice du constructeur, et sont tels que la fréquence minimum du VCO se situe aux environs de 1 900 Hz et sa fréquence maximum à 200 kHz.



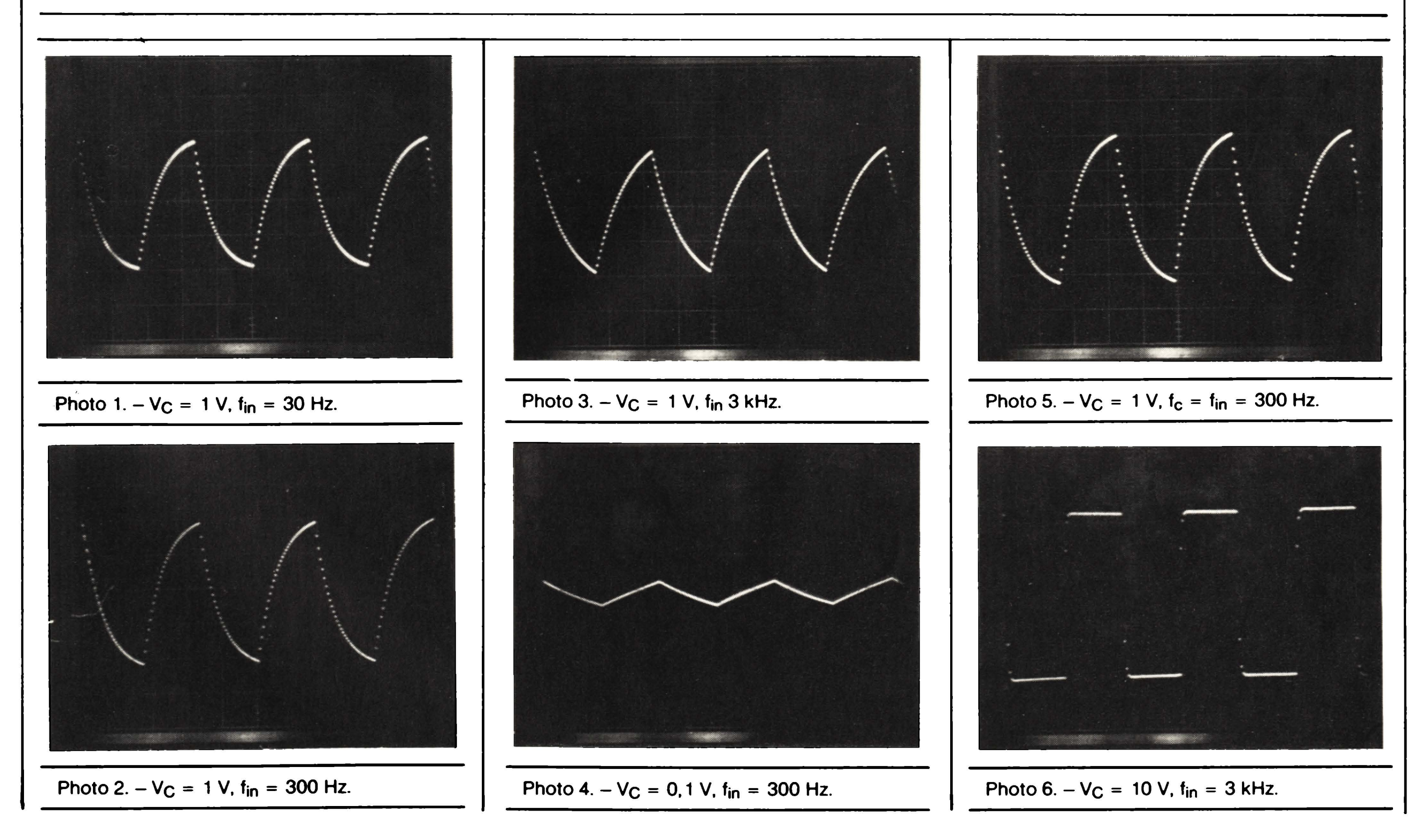


Photo 1. – V_C = 1 V, f_{in} = 30 Hz.

Photo 3. – V_C = 1 V, f_{in} 3 kHz.

Photo 5. – V_C = 1 V, f_c = f_{in} = 300 Hz.

Photo 2. – V_C = 1 V, f_{in} = 300 Hz.

Photo 4. – V_C = 0,1 V, f_{in} = 300 Hz.

Photo 6. – V_C = 10 V, f_{in} = 3 kHz.



Mesures et essais

L'efficacité de la fonction tracking du filtre est clairement démontrée par la suite des **photos 1, 2 et 3**.

La tension V_C a été maintenue à 1 V ($f_c = f_{in}$), et le filtre est attaqué par un signal carré de 10 V d'amplitude crête-à-crête et de fréquences respectivement 30 Hz, 300 Hz, 3 kHz.

Quant à l'action de V_C, celle-ci est montrée sur les **photos 4, 5 et 6.**

La fréquence du signal est fixée ici à 300 Hz, et V_C varie respectivement de 0,1 V (f_c = 30 Hz), 1 V ($f_c = f_{in}$ = 300 Hz) et 10 V (f_c = 3 kHz).

Conclusion

La réalisation d'un tel filtre de poursuite à fréquence de coupure commandable en tension peut sembler quelque peu « lourde », surtout pour un simple premier ordre.

Cependant, l'obtention d'un filtre de type quelconque *(Bessel, Tchebychev, Butterworth...)*, et d'ordre supérieur, ne demanderait que peu de composants supplémentaires, en ce sens que trois d'entre eux seraient communs à tous les étages du filtre (comparateur, PLL, diviseur) et que d'autres se présentent sous la forme de boîtiers multiples (Quad-Op-Amp MC 34004, triple commutateur analogique MC 14053...).

A titre d'exemple, la fonction passe-haut possédant les mêmes caractéristiques que le passe-bas présenté ici ne requiert que l'adjonction d'un ampli-op effectuant la différence.

En effet, si v_s est la réponse d'un filtre passe-bas :

$$v_s = \frac{v_e}{1 + \tau p}$$

$$v_e - v_s = v_e \left(1 - \frac{1}{1 + \tau p} \right)$$

$$= \frac{\tau p}{1 + \tau p} v_e = v'_s$$

Ce qui est bien la réponse d'un filtre passe-haut de même ordre et même fréquence de coupure.

G. Zaloylo
Ingénieur Motorola
Circuits Intégrés

Annexe : Calcul de la fonction de transfert d'un intégrateur à condensateur commuté

Examinons l'état du système **(fig. A1 et A2)** aux instants :

T, 2T, ..., (n – 1) T, nT, (n + 1) T, ...

En position « 1 », C_1 se charge à la valeur v_1 et C_2 est chargé par v_2 (une des armatures de C_2 étant à un potentiel nul du fait de la masse fictive que représente l'entrée « – » de l'amplificateur opérationnel) :

$$Q_1 = C_1 \cdot v_1$$

$$Q_2 = C_2 \cdot v_2$$

En position « 2 », la charge de C_1 est nulle (masse fictive). Q_1 est transmis intégralement à C_2 (impédance d'entrée de l'ampli-op supposée infinie).

$$Q_1 = 0$$

$$Q_{2(nT)} = Q_2 [(n-1) T] - Q_1 [(n-1) T]$$

Hypothèses : $v_1 (t) = e^{j\omega t}$

$$v_2 (t) = F (j\omega) \cdot v_1 (t)$$

$F (j\omega)$ = fonction de transfert recherchée.

Nous avons :

$$C_2 v_2 (nT) = C_2 v_2 [(n-1) T] - C_1 v_1 [(n-1) T]$$

soit :

$$C_2 F (j\omega) e^{j\omega nT} = C_2 F (j\omega) e^{j\omega(n-1)T} - C_1 e^{j\omega(n-1)T}$$

soit :

$$C_2 F (j\omega) = C_2 F (j\omega) e^{-j\omega T} - C_1 e^{-j\omega T}$$

soit :

$$F (j\omega) (C_2 - C_2 e^{-j\omega T}) = - C_1 e^{-j\omega T}$$

$$F (j\omega) = - \frac{C_1 e^{-j\omega T}}{C_2 (1 - e^{-j\omega T})}$$

$$F (j\omega) = - \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{e^{-j\omega T}}{(e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}) e^{-j\omega T/2}}$$

$$F (j\omega) = - \frac{C_1 \quad e^{-j\omega T/2}}{C_2 \, 2 j \sin \omega T/2}$$

pour une période de commutation T très petite devant la pulsation du signal d'entrée, $\omega T/2$ est très petit.

$$\sin \omega T/2 = \frac{\omega T}{2}$$

au voisinage de 0, soit :

$$F (j\omega) = - \frac{C_1 \quad e^{-j\omega T/2}}{C_2 \quad 2 j \omega T/2}$$

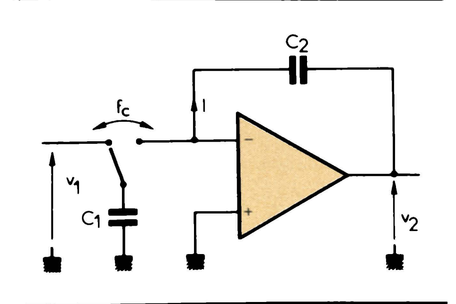


Fig. A1

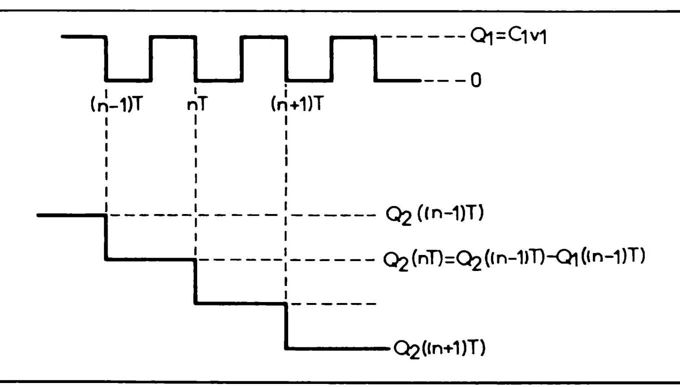


Fig. A2

D'autre part, le terme $e^{-j\omega T/2}$ représente la fonction de transfert d'un retard pur constant de valeur T/2.

Et donc

$$F(j\omega) = -\frac{C_1}{C_2}\frac{1}{2j\frac{\omega T}{2}}$$

Soit, en remplaçant $j\omega$ par la pulsation complexe P et T par $1/f_c$:

$$F(p) = -\frac{C_1 \cdot f_c}{C_2 p} = -\frac{1}{\tau p}$$

ce qui est bien la fonction de transfert d'un intégrateur pur, la partie résistive de la constante de temps valant : $\frac{1}{C_1 \cdot f_c}$



Mesure automatique des capacités MOS

On assiste, depuis quelques années, à une progression spectaculaire de la technologie MOS dans le domaine de la haute intégration. Elle n'est possible que grâce à des recherches et des études sur le comportement des capacités MOS sous l'effet de différents facteurs qui interviennent dans le fonctionnement des composants.

Les auteurs se proposent de décrire, dans cet article, un système permettant d'obtenir de manière automatique, les caractéristiques de capacité C(V) et de conductance G(V) de dispositifs MOS en fonction de la fréquence, et d'effectuer des calculs sur les résultats obtenus, qui sont stockés sur disquettes.

Le prix de revient de l'ensemble est relativement faible, et la précision des mesures est bonne, comparable, sinon supérieure, à celle obtenue par des appareils beaucoup plus onéreux et dont les délais de livraison sont très longs.

Le système de mesure

Le système décrit ici comporte essentiellement **(fig. 1 et 2)** :

– un amplificateur à détection synchrone (fonctionnant de 40 Hz à 100 kHz) ;

– un synthétiseur de fréquences ;

– un générateur de rampe de tension ;

– un capacimètre 1 MHz pour les mesures de capacités à haute fréquence ;

– un micro-ordinateur « Apple II Plus » ;

– et naturellement les interfaces spécifiques (interfaces parallèles et bus IEEE).

Les relevés C(V) et G(V) sont effectués l'un après l'autre pour chaque fréquence à l'aide de l'amplificateur à détection synchrone ADS 1 de la société *ATNE (Instrumat)* : le réglage initial de la phase est effectué à l'aide d'un condensateur étalon (de conductance négligeable) pour chaque fréquence ; l'échantillon MOS est alors commuté à la place de l'étalon et la mesure de C est effectuée en fonction de V ; après une rotation de phase de 90°, la mesure de G peut alors être faite, toujours en fonction de V. Un réseau de résistances permet d'étalonner cette dernière mesure.

La **figure 2** donne le schéma bloc du système de mesure. Le transfert des données, venant des appareils ou du micro-ordinateur Apple II, se fait avec deux types de bus : un bus interface parallèle, un bus interface IEEE - 488.

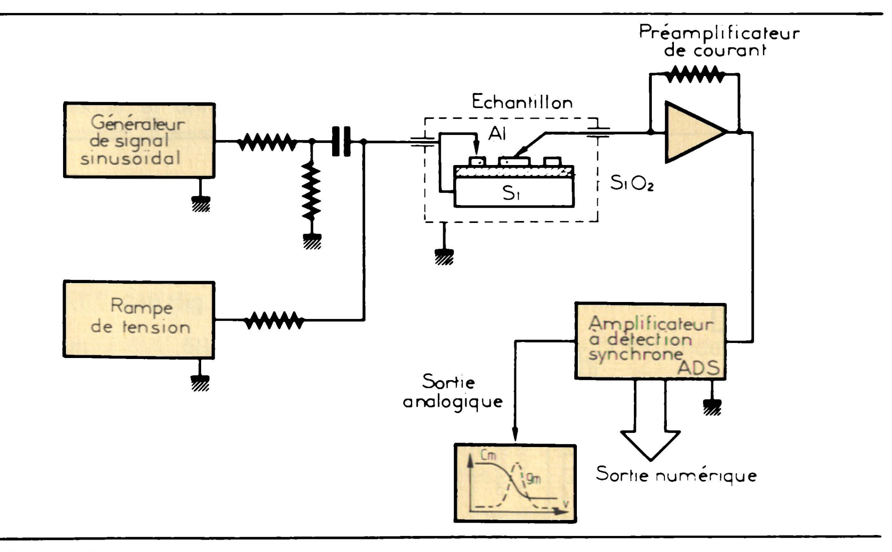


Fig. 1. – Schéma de principe du système de mesure.

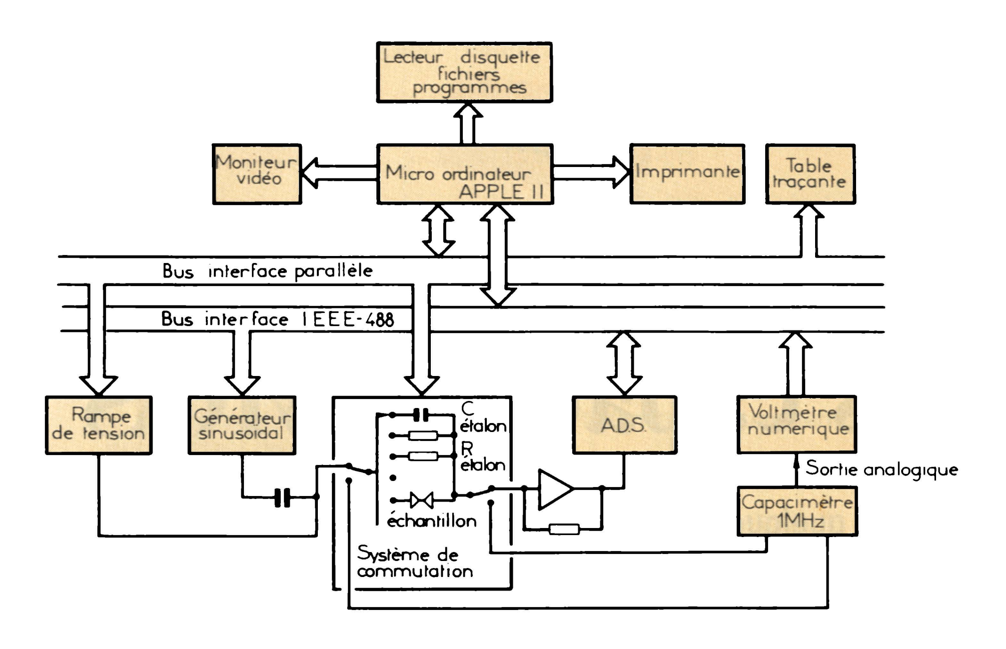


Fig. 2. – Schéma bloc du système de mesure.

Interface parallèle

Le circuit utilisé pour l'interface parallèle est un circuit d'interface adaptateur pour périphériques (PIA 6821) **(fig. 3).** Ce circuit interface le microprocesseur avec les périphériques par deux bus de données de 8 bits bidirectionnels et quatre lignes de contrôle. La configuration fonctionnelle de ce P.I.A. est programmée par le microprocesseur pendant l'initialisation du système.

Chacune des lignes de données vers la périphérie peut être programmée pour être utilisée soit en entrée, soit en sortie, et chacune des quatre lignes de contrôle/interruption peut être programmée pour un des modes de fonctionnement possibles.

La rampe de tension continue, le système de commutation échantillon – capacité étalon – résistance étalon, et la table traçante sont reliés par bus parallèle.

La **figure 4** donne le schéma de la rampe de tension continue. Cette alimentation a été réalisée à partir d'un convertisseur numérique analogique bipolaire de 10 bits (256 pas) ; la tension de sortie varie de – 10 à + 10 V ; 4 valeurs de gain (0,1 - 0,2 - 0,5 - et 1) peuvent être programmées. Un second convertisseur numérique-analogique bipolaire de 8 bits est utilisé pour effectuer des décalages de la tension de sortie : seuls les 4 bits de poids le plus fort sont utilisés sur ce convertisseur (les 4 autres étant reliés à 0) ce qui permet 16 valeurs différentes de décalages (de – 4 V à 3,5 V par pas de 0,5 V). Cette alimentation est commandée par un programme de l'ordinateur par l'intermédiaire du bornier A du PIA 6821.

La **figure 5** donne le schéma du système de commutation échantillon – capacité étalon – résistance étalon. Un décodeur-démultiplexeur 4 × 16 (74 LS 154), relié au bornier B du PIA commande les relais reed commutant les diverses résistances et capacités étalons ainsi que l'échantillon MOS.

Disposant d'une table traçante analogique, les auteurs ont aussi réalisé **(fig. 6)** un interface spécifique. La conversion numérique/analogique est effectuée par 2 convertisseurs N/A de 12 bits (DAC HK 12 BGC de *Datel*). Ils possèdent une entrée « load » qui permet de transférer les données vers le CNA, quand cette entrée est à 0, et de garder ces données quand l'entrée « load » est à 1. Cela permet de mettre les 2 CNA en parallèle et de les relier à 1 seul P.I.A. ; 12 bits de P.I.A. sont utilisés par les données X ou Y, et 2 bits pour sélectionner le convertisseur X ou Y ; la sélection ou multiplexage se fait par programme. Les deux derniers bits du P.I.A. sont utilisés pour le relève-plume.

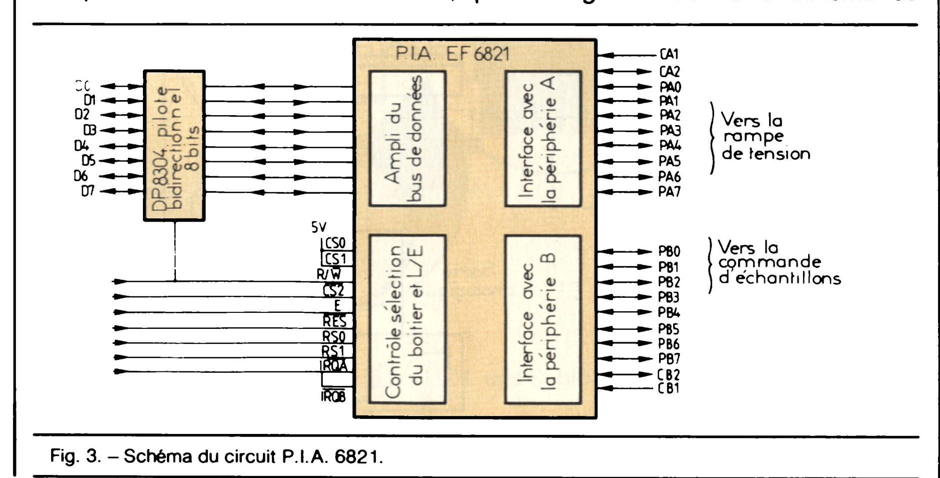


Fig. 3. – Schéma du circuit P.I.A. 6821.

Interface GPIA (IEEE-488)

Le bus standard IEEE-488 est un bus prévu pour la communication avec des instruments « intelligents ». Il permet de relier l'un à l'autre quinze appareils au maximum. Ces appareils pouvant prendre trois états : « contrôleur », « parleur » ou « écouteur ».

L'appareil à l'état « contrôleur » commande le bus. Il décide quels sont les appareils qui « parleront » et ceux qui « écouteront ».

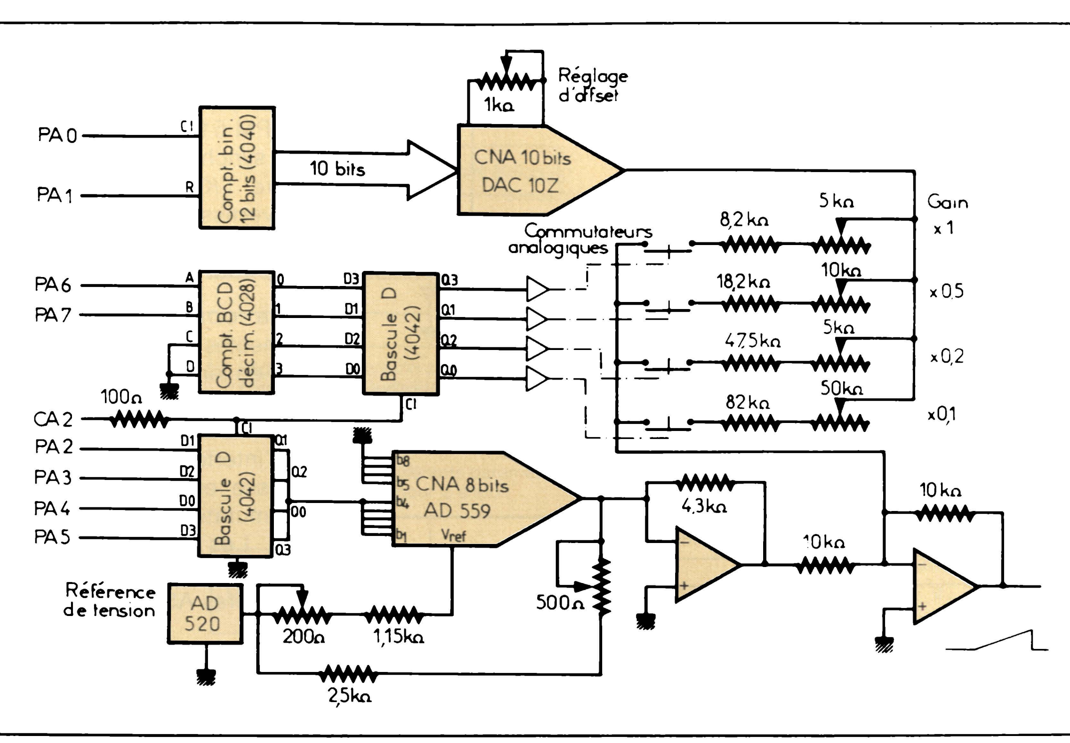


Fig. 4. – Schéma de la rampe de tension.

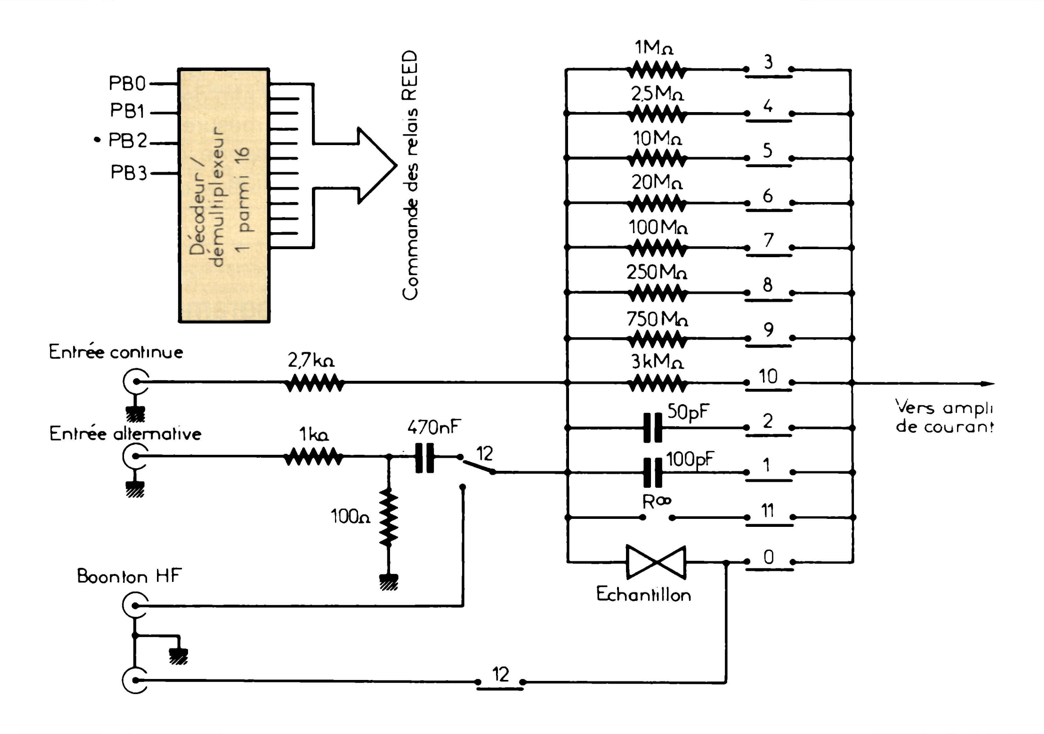


Fig. 5. – Schéma du système de commutation.

A l'état « parleur », s'il en a reçu l'ordre du contrôleur, un appareil émet le message transitant sur le bus.

Un appareil à l'état « écouteur » reçoit le message émis sur le bus par le parleur.

Pour réaliser cet interface il est possible d'utiliser :

– soit un circuit GPIA 68 488, qui permet l'interfaçage entre le microprocesseur et le protocole complexe du bus IEEE-488 **(fig. 7)** ;

– soit un « PIA 6821 » et un programme en PROM contenant les opérations nécessaires à l'interface IEEE.

C'est cette deuxième possibilité qui a été retenue.

Le bus IEEE est composé de 16 lignes réparties en trois groupes, suivant leur fonction :

– un bus de transmission de données (8 lignes bidirectionnelles) ;

– un bus de commande (5 lignes indépendantes) ;

– un bus de contrôle (3 lignes contrôlant les transferts sur le bus de données).

Les signaux du bus sont connectés au système par l'intermédiaire de tampons 3448. Ceux-ci sont des trans-



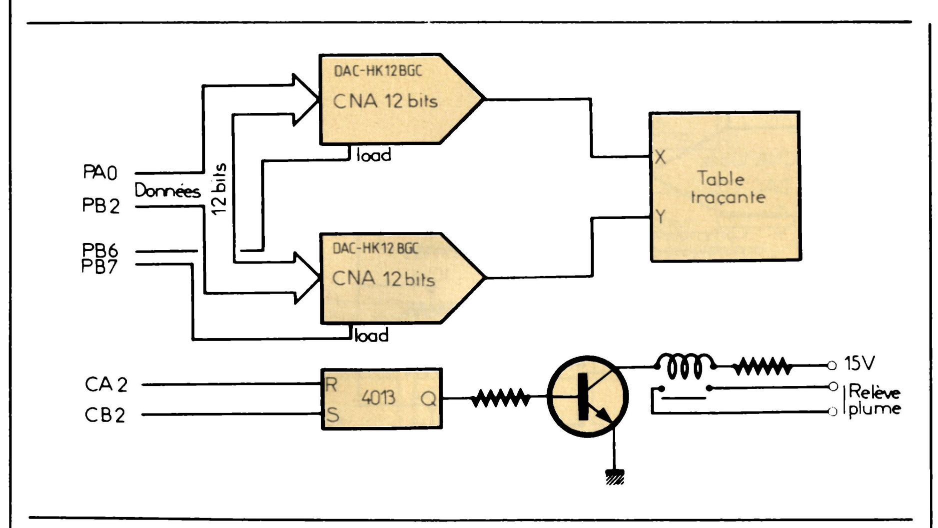


Fig. 6. – Schéma de l'interface de commande de la table traçante analogique.

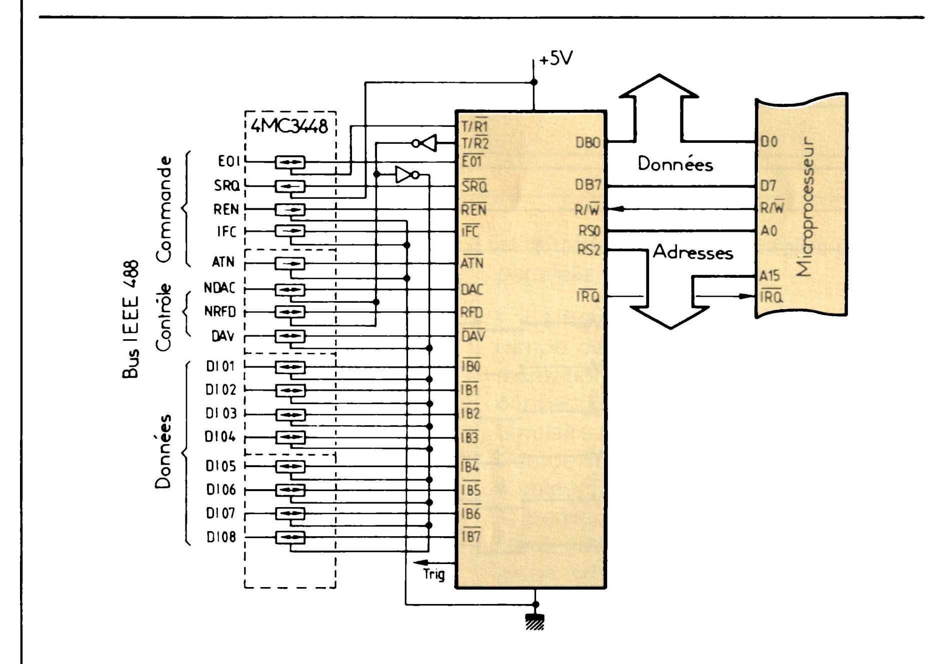


Fig. 7. – Schéma du circuit interface IEEE 488/ EF 68488.

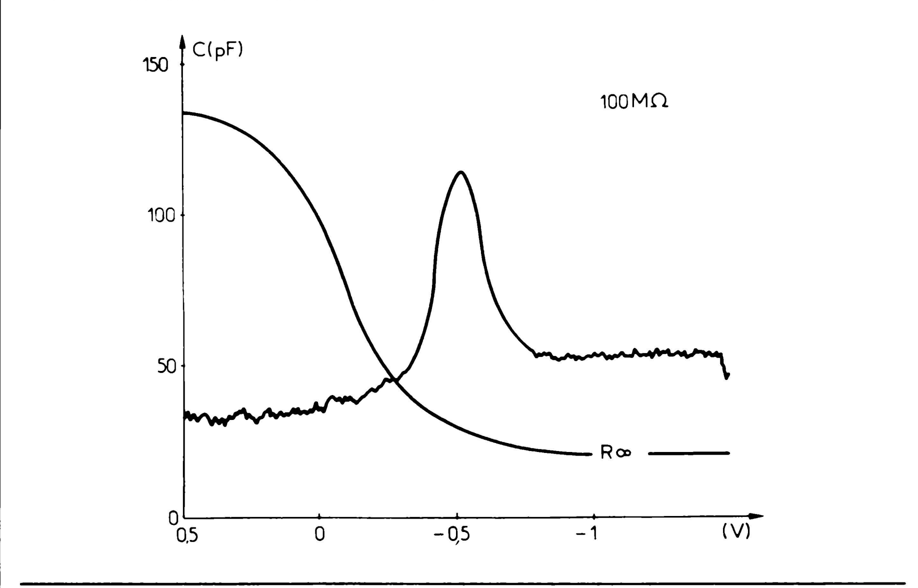


Fig. 8. – Résultats obtenus sur imprimante pour des échantillons MOS.

cripteurs bidirectionnels (en logique trois états) IEEE-488.

Le synthétiseur de fréquences (*Philips* PM 5190), l'amplificateur à détection synchrone et un voltmètre numérique (*Keithley* 179) utilisé en convertisseur analogique-numérique sont reliés à l'Apple II par un bus IEEE-488.

La commande des appareils connectés à l'interface IEEE est effectuée en langage « Basic » : la communication avec un périphérique s'effectue en envoyant sur le bus, l'adresse de l'interface du périphérique (cette adresse est codée par des « microcommutateurs » dans chaque appareil). Les commandes proprement dites se font à l'aide de chaînes de caractères ASCII.

La programmation du synthétiseur est effectuée en envoyant successivement sur le bus la fréquence et la tension alternative de mesure.

La programmation de l'ADS est plus complexe : on commence par régler la phase, en fonction de la sortie détection ; ensuite, on règle le gain continu, le gain alternatif et l'atténuation afin de ne pas avoir de surcharge. La mesure s'effectue en faisant une demande de lecture de la sortie détection.

Programme de commande et présentation des résultats

Le **tableau 1** montre l'organigramme du programme de mesure C(V) et G(V). Ce programme a été réalisé en langage Basic avec des sous-programmes en assembleur pour la commande de la rampe de tension et la commande de la commutation des résistances étalons. Il se décompose en quatre parties :

– l'entrée des différentes données (n° et type de l'échantillon, date de la mesure, fréquences de mesures, tension de polarisation, valeur de la capacité étalon) ;

– programmation et réglage du synthétiseur, de la rampe de tension continue et de l'ADS ;

– étalonnage en C par capacité étalon ;

– mesure de C(V) et de G(V) en fonction de V, étalonnage en G(V) ;

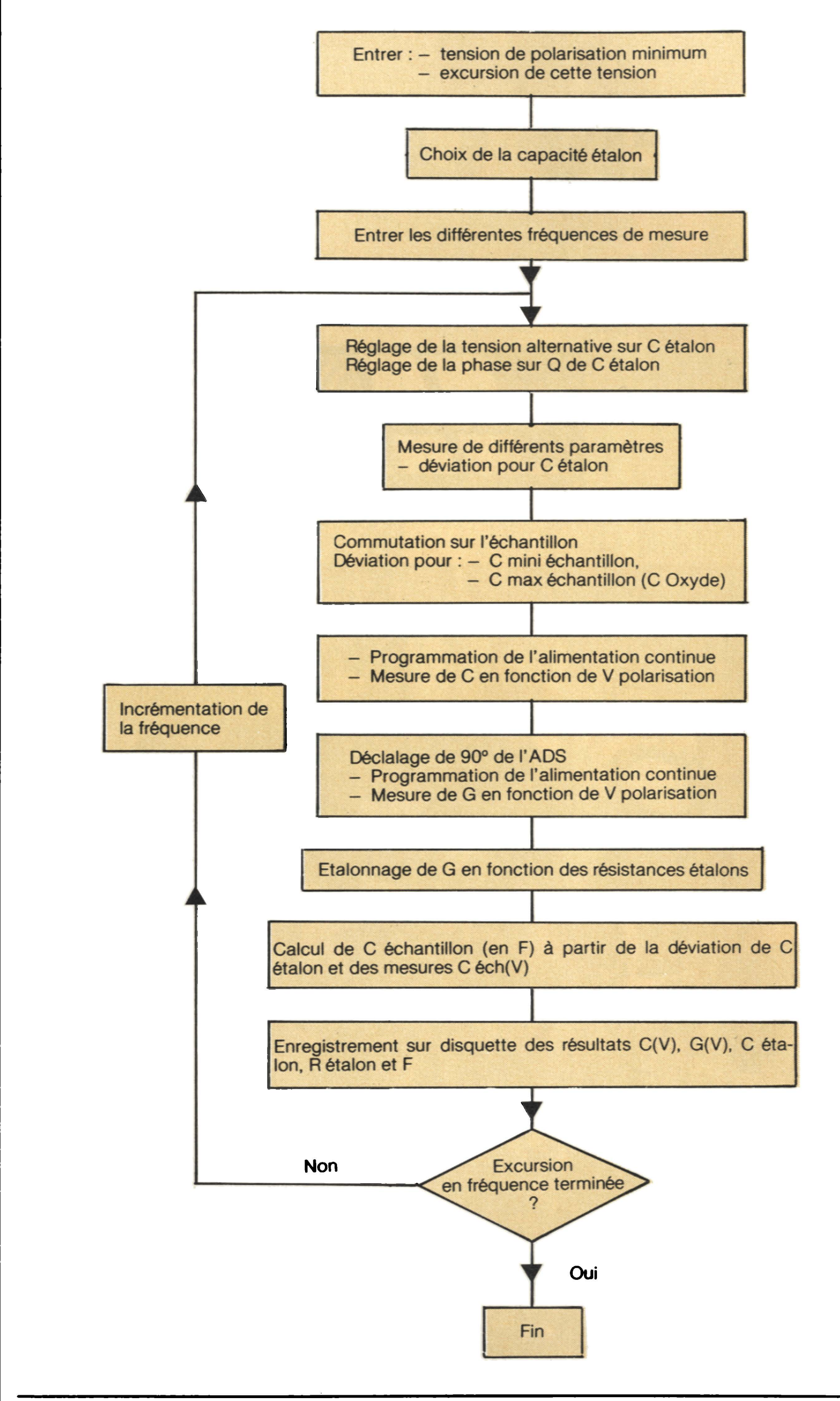


Tableau 1. – Organigramme du programme de mesure de C(V) et G(V).

– enregistrement sur disquette des résultats.

Les résultats peuvent être présentés de deux manières différentes, en utilisant :

– soit les pages graphiques haute résolution de l'Apple II avec sortie sur imprimante **(fig. 8)** ;

– soit la table traçante.

L'utilisation des pages graphiques haute résolution de l'Apple II s'est révélée suffisante dans la plupart des cas. La résolution obtenue n'est pas celle d'une table traçante, puisque le nombre de points disponibles n'est que de 53 760 (280 points en X, 192 en Y) mais permet d'obtenir rapidement l'évolution de G et de C en fonction de V. De plus, il est possible d'écrire soit en graphique (divers symboles, paramètres et échelles) soit en utilisant les « lignes texte » (n° échantillon, type, date, fréquence de la mesure).

Naturellement les résultats pourraient être traités par le micro-ordinateur.

Conclusion

Le système décrit ici a été réalisé, aux moindres frais, en utilisant au mieux du matériel existant en laboratoire (table traçante analogique entre autres). Il pourrait naturellement être amélioré, par exemple par l'adjonction d'une table traçante numérique à plusieurs couleurs. Tel quel, il a été employé avec succès pour l'étude de capacités MOS fournies par le *L.E.T.I.* ainsi que par *EFCIS*. Ces échantillons, sur tranches de silicium, avaient des surfaces de 400 µm × 400 µm, 200 µm × 200 µm, 100 µm × 100 µm, entourés par des anneaux de garde **(fig. 1)**. Les mesures ont été faites sous pointes à l'obscurité. Pour chaque fréquence, les courbes C(V) et G(V) ont été tracées à l'aide de 256 points, ce qui prenait en tout (réglages, mesures et enregistrement sur disquette) environ 12 minutes.

C. Petit, J.-M. Patat,
E. Mérienne, M. Jourdain,
G. Salace,
Laboratoire d'Electronique,
Faculté des Sciences
de Reims

SERVICE-LECTEURS N°



Un programme d'animation de textes avec ZX 81

Les applications de « traitement de textes » figurent en bonne place parmi les programmes à succès. Cependant, le ZX 81 ne se prête guère à des applications de type « bureautique », notamment en raison des insuffisances de son clavier « économique », que même les claviers additionnels ne peuvent éliminer totalement. Il existe heureusement d'autres domaines dans lesquels il est possible de faire traiter, avec profit, des textes au ZX 81, et en particulier celui de l'animation, notamment de vitrines.

Présentation générale

On parle beaucoup, depuis quelque temps, de télématique, de bureautique, de vidéotex, et autres télétextes. Ces nouveaux services permettent d'obtenir sur un écran informatique, des « pages » d'informations en provenance de diverses « banques de données », grâce à un réseau de télécommunications.

Pour notre part, nous ne pousserons pas les choses aussi loin, puisque nous nous contenterons de créer sur l'écran TV des « pages » vidéo réalisées localement. En somme, la « banque de données » sera le ZX lui-même !

Malgré tout, la capacité mémoire de 16 K-octets permet d'obtenir des effets intéressants, puisqu'elle correspond tout de même à l'équivalent d'une bonne vingtaine d'écrans !

Plus encore que la consultation « interactive » de données (c'est-à-dire par un dialogue au clavier), il nous a paru intéressant d'étudier un programme d'animation permanente de l'écran, genre « journal lumineux ». En effet, un téléviseur déroulant en permanence et sans aucune intervention, des textes (ou des dessins) d'information, trouve sa place en une multitude d'endroits, que ce soit dans une vitrine, une salle de restaurant, voire à domicile (recettes de cuisine, leçons à réviser, pense-bête, etc.).

Le programme

Le programme listé dans cet article est scindé en trois parties : la première, non indispensable mais bien pratique à l'usage, se contente de visualiser à l'écran un mode d'emploi succinct ou « menu ».

La seconde permet de créer au clavier le « texte » (au sens large), qui devra être animé, alors que la troisième se charge de cette animation, grâce à un recours massif à la fonction « SCROLL ».

En fin de création, une option supplémentaire est proposée à l'utilisateur, selon qu'il souhaite ou non stocker son œuvre sur cassette.

Cette opération est très recommandable, car elle permet de construire une « bibliothèque » de textes utilisables très facilement : en effet, lors de la relecture d'un texte ainsi stocké, le programme se lance seul, court-circuitant le mode d'emploi désormais inutile. Tout au plus, la machine attend-elle que l'opérateur prenne le temps d'arrêter le magnétophone !

L'impression du « menu » occupe les lignes 3 à 17. Il serait de bien peu d'intérêt de les supprimer pour gagner de la place mémoire, car de toute façon, le module 16 K (ou plus) est tout à fait indispensable.

L'acquisition du texte se fait aux lignes 18 à 36, on remarquera que, si la ligne en cours de frappe apparaît normalement au bas de l'écran, la ligne précédente se trouve rappelée en haut, afin de faciliter les enchaînements. Par contre, il est impératif d'éviter tout débordement de la ligne en cours : il faut frapper « NEWLINE » dès que l'on se rend compte que le prochain mot sera trop long pour la place restante. S'il est trop tard, on utilisera la fonction RUBOUT bien connue, quitte à couper le mot en cause avant de retourner à la ligne. Ce fonctionnement est destiné à donner une entière liberté de mise en page à l'utilisateur, en l'affranchissant des retours à la ligne automatiques et souvent malencontreux, de la machine.

Il est facile d'aérer la présentation en sautant des lignes : il suffit de ne

```
   1 REM "JOURNAL"
   2 LET B$=""
   3 PRINT "INSTRUCTIONS :"
   4 PRINT
   5 PRINT "A LA FIN DE CHAQUE L
IGNE,        PRESSEZ NEWLINE"
   6 PRINT
   7 PRINT "POUR SAUTER UNE LIGN
E,PRESSEZ      SPACE PUIS NEWLINE"
   8 PRINT
   9 PRINT "EN FIN DE TEXTE,PRES
SEZ 2 FOIS     NEWLINE"
  10 PRINT
  11 PRINT "POUR EFFACER UN CARA
CTERE,         PRESSEZ SHIFT ET RU
BOUT"
  12 PRINT
  13 PRINT "NE DEPASSEZ JAMAIS L
A"
  14 PRINT "  LARGEUR DE L'ECRAN
"
  16 PAUSE 300
  17 CLS
  18 PRINT "FRAPPEZ VOTRE TEXTE
:"
  20 INPUT A$
  25 IF A$="" THEN GOTO 2100
  30 LET B$=B$+A$+"£"
  32 PRINT AT 0,0;"

       "
  34 PRINT AT 0,0;A$
  36 GOTO 20
  40 CLS
  41 LET L=1
  45 LET C$=""
  50 GOSUB 1005
  55 IF L>=LEN B$ THEN GOTO 2000
  60 LET C$=C$+B$(L)
  70 LET L=L+1
  80 IF CODE B$(L)=12 THEN GOSUB
 1000
  85 GOTO 55
  90 LET C$=""
 100 LET L=L+1
 110 GOTO 60
1000 LET L=L+1
1005 SCROLL
1010 PRINT C$
1020 FOR F=1 TO 100
1030 NEXT F
1035 LET C$=""
1040 RETURN
2000 LET C$="
       "
2010 GOSUB 1005
2020 GOTO 41
2100 CLS
2110 PRINT "POUR STOCKER SUR K7,
PRESSER S"
2120 PRINT
2130 PRINT "POUR DEMARRER DIRECT
EMENT,"
2140 PRINT "PRESSER D"
2150 IF INKEY$="D" THEN GOTO 40
2160 IF INKEY$="S" THEN GOTO 220
0
2170 GOTO 2150
2200 CLS
2210 PRINT "DEMARREZ LE MAGNETOP
HONE"
2220 PRINT
2230 PRINT "PUIS PRESSEZ NEWLINE
"
2240 INPUT Z$
2250 SAVE "JOURNAL"
2260 CLS
2270 PRINT "ARRETEZ LE MAGNETOPH
ONE"
2280 PRINT
2290 PRINT "PUIS PRESSEZ NEWLINE
"
2300 INPUT Z$
2310 GOTO 40
3000 REM COPYRIGHT 1982
```

```
VOICI UNE DEMONSTRATION DES
POSSIBILITES DE NOTRE SYSTEME
DE PRESENTATION DE TEXTES
DOCUMENTAIRES OU PUBLICITAIRES
******************************

IL EST BIEN SUR POSSIBLE DE LUI
FAIRE AFFICHER TOUTES SORTES
DE MESSAGES EN CARACTERES TELS
QUE CEUX-CI.

CEPENDANT,IL PEUT ETRE TOUT A
FAIT INTERESSANT DE FAIRE APPEL
A CES TRES BEAUX CARACTERES
NEGATIFS LORSQU"IL S"AVERE
NECESSAIRE D"ATTIRER L"ATTEN-
TION...

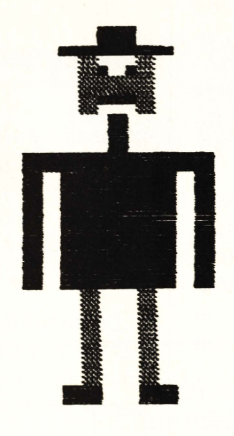
BIEN SUR,TOUS LES CHIFFRES
PEUVENT ETRE REPRESENTES (1 2 3
4 5 6 7 8 9 0),ET MEME EN NEGA-
TIF SI NECESSAIRE: 1234567890

ON PEUT AUSSI UTILISER LA PLU-
PART DES SIGNES DE PONCTUATION
OU D"ARITHMETIQUE (:;?/*-+=*
<=<>>=$<>,.)

ENFIN,IL EXISTE TOUTE UNE
GAMME DE SYMBOLES DECORATIFS
NOIRS,BLANCS,OU GRIS,QUI SONT
PRECIEUX POUR LA MISE EN
VALEUR DES PARTIES D"IMAGE
LES PLUS IMPORTANTES:

CECI POUR SE LIMITER AUX PLUS
FREQUEMMENT UTILISES...

FAITES DONC UN ESSAI...
```




```
VOICI UNE DEMONSTRATION DES
POSSIBILITES DE NOTRE SYSTEME
DE PRESENTATION DE TEXTES
DOCUMENTAIRES OU PUBLICITAIRES
******************************
```


Le texte, « sorti » sur imprimante, élaboré par l'auteur. Il est possible de « dessiner » (à droite) en partant de symboles graphiques.

frapper qu'un simple espace sur cette ligne.

Le fait de presser deux fois NEWLINE dévie le programme vers la routine occupant les lignes 2100 à 2310, et permettant de stocker le programme et ses données (notamment B$) sur une cassette. Le reste du programme (lignes 40 à 2020), prend en charge la présentation animée du texte. On notera que celui-ci est tout entier contenu dans une seule chaîne très longue (B$), dans laquelle chaque retour à la ligne est repéré par une £, symbole normalement inutilisé en France, et le seul à proscrire totalement lors de la frappe du texte.

Un mot au sujet des lignes 1020 et 1030, qui remplacent une instruction PAUSE, avec l'avantage de ne pas provoquer de sautes d'image à chaque exécution. Cette attente a pour but d'éviter que le texte ne se déroule trop vite s'il est court. Pour les textes plus longs, en effet, ce risque n'existe pas, car les manipulations de B$ sont suffisamment lourdes pour prendre un temps non négligeable.

A la limite, si l'on prévoit de ne travailler que sur des textes d'une certaine longueur, on aura intérêt à supprimer purement et simplement ces deux lignes.

Notre exemple

Nous reproduisons ici un exemple de texte pouvant être « déroulé » sans fin par notre programme. On remarquera qu'il est suivi d'un dessin réalisé au moyen de symboles graphiques. En effet, il est beaucoup plus facile d'élaborer un dessin dans le cadre de ce programme, que de s'atteler à la lourde tâche qu'est l'écriture d'un programme destiné à construire le même graphisme. On s'aidera d'une feuille de papier quadrillé sur laquelle le motif aura été grossièrement tracé, de façon notamment à pouvoir déterminer facilement le nombre d'espaces à entrer au début de chaque ligne. Notons qu'il n'est pas nécessaire de faire travailler la machine en mode rapide, compte tenu du fait que, les lignes étant entrées une par une, leur manipulation reste suffisamment rapide pour la machine.

P. Gueulle



Nuisances électromagnétiques et santé

L'information écrite a évolué d'une manière suffisamment lente pour laisser aux lecteurs le temps de s'adapter à la révolution que constituait ce nouveau mode de communication. En revanche, l'électronique, et, par voie de conséquence, l'informatique, les télécommunications spatiales, évoluent avec une rapidité telle que c'est au sein d'une même génération d'individus que doit s'effectuer l'adaptation. C'est une remise en cause permanente des moyens nécessaires à s'informer. Il faut se former avant de s'informer, ce qui ne facilite par l'adaptation.

En outre, aux problèmes psychologiques liés à cette adaptation s'ajoutent des perturbations d'ordre biologique, dues à la nature des rayonnements électromagnétiques utilisés pour assurer le cheminement de l'information vers l'utilisateur.

Cet aspect du problème a déjà été abordé dans le numéro 7 de notre revue.

Les nuisances électromagnétiques et radioélectriques

Les perturbations biologiques provoquées par un environnement électromagnétique sont de deux ordres : d'une part à la réception des informations lorsque le message est trop puissant (sonore ou lumineux), mal réglé ou utilisé durant un temps trop long ; il s'agit alors d'une « pollution » que l'utilisateur peut limiter afin que n'apparaissent pas de troubles physiologiques, ces troubles pouvant être auditifs, visuels ou nerveux. D'autre part, l'envoi des messages nécessite un support électromagnétique (ondes hertziennes) dont l'émission sphérique englobe les êtres humains proches de l'émetteur, et les soumet à des champs électriques et magnétiques auxquels ils ne peuvent se soustraire. Les êtres humains subissent un environnement modifié par l'emploi de la radio, de la télévision, des télécommunications, des détecteurs radar, de certains systèmes anti-vols, et ce, d'une manière parfois inconsidérée et pas toujours rationnelle.

Devant l'ampleur du problème, un groupe de travail mixte *OMS/IRPA (Organisation Mondiale de la Santé - Association Internationale de Radio Protection)*, étudiant les critères d'hygiène de l'environnement pour les fréquences radioélectriques et les hyperfréquences, s'est réuni à Genève, du 18 au 22 décembre 1978, et son rapport vient d'être publié récemment. Nous emprunterons à ce document un certain nombre d'informations dont la valeur tient à la qualité des membres ayant participé au groupe de travail. Par ailleurs, des groupes de réflexion abordent ce problème au niveau national. Ainsi en Belgique : *D. Depris* au sein de l'*Association pour l'Utilisation Rationnelle des Ondes Radio-Electriques (AURORE)* sensibilise l'opinion publique et ses représentants par une action d'information. Nous emprunterons également quelques informations à un livre en préparation que *D. Depris* doit publier prochainement.

De quelles ondes s'agit-il ?

De l'ensemble du spectre électromagnétique, ce sont surtout les fréquences radioélectriques et les hyperfréquences qui sont visées, c'est-à-dire les fréquences comprises entre 10^5 (100 kHz) et $3 \cdot 10^{11}$ Hz (300 GHz). L'expression « fréquence radioélectrique » se rapporte à la gamme 100 kHz-300 MHz (longueur d'onde dans l'air : 3 km à 1 m) et celle « d'hyperfréquences » à la gamme 300 MHz-300 GHz (longueur d'onde dans l'air : 1 m à 1 mm) **(fig. 1 et 1 bis).**

Les conditions d'exposition aux radiations émises dans la gamme des hyperfréquences sont généralement décrites en termes de densité de puissance par unité de surface et, dans la plupart des études, exprimée en watts par mètre carré ou en milliwatts ou microwatts par centimètre carré (W/m^2, mW/cm^2, $\mu W/cm^2$). En revanche, à proximité des sources émettrices de rayonnements à plus grande longueur d'onde (qu'il s'agisse

Longueur d'onde	Fréquence	Appellation
Longueur infinie	fréquence nulle	Courant continu (DC)
100 000 000 m 10 000 000 m 1 000 000 m	3 Hz (hertz) 30 Hz 300 Hz	Courants alternatifs (AC) industriels et courants téléphoniques
Ondes radio (AM) 100 000 m 10 000 m 100 m 10 m	3 kHz (Kilohertz) 30 kHz 3 MHz (Mégahertz) 30 MHz	VLF : Très basses Fréquences MF : Moyennes Fréquences HF : Hautes Fréquences
FM ondes radio TV radars 1 m 0,1 m 0,01 m 0,001 m millimètre	300 MHz 3 GHz (Gigahertz) 30 GHz 300 GHz	VHF : Très Hautes Fréquences UHF : Ultra Hautes Fréquences SHF : Super Hautes Fréquences EHF : Extra Hautes Fréquences
0,1 mm	3 000 GHz	Bande intermédiaire
0,01 mm 0,001 mm (micron) 0,0001 mm	30 000 GHz 300 000 GHz 3 000 000 GHz	Infrarouges Lumière visible Ultraviolets
0,00001 mm 0,000001 mm 1 Å (Angtröm) 0,1 Å 0,01 Å 0,001 Å 0,0001 Å	30 000 000 GHz 300 000 000 GHz 3 milliards GHz 30 milliards GHz 300 milliards GHz 3 000 milliards GHz 30 000 milliards GHz	Rayons X Rayons Gamma (radioactivité) Rayons cosmiques, etc.
Longueur « nulle »	Fréquence « infinie »	Energie magnétique

Fig. 1. – Ensemble du spectre électromagnétique montrant le créneau des fréquences radioélectriques et des hyperfréquences (d'après *D. Depris*).

d'hyperfréquences ou de fréquences radioélectriques), on obtient une description plus appropriée du rayonnement en indiquant à la fois la valeur du champ électrique (V/m) et du champ magnétique (A/m).

Les conditions d'exposition peuvent être modifiées du tout au tout par la présence d'objets et les perturbations qu'ils provoquent selon leur dimension, leur forme, leur orientation dans le champ et leurs propriétés électriques. La distribution du champ peut être très complexe, aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur des systèmes biologiques exposés aux hyperfréquences et aux fréquences radioélectriques. La réfraction du rayonnement à l'intérieur de ces systèmes peut se traduire par une focalisation du rayonnement transmis, ce qui enlève toute uniformité aux champs et à l'énergie incidente. Quand les taux d'absorption énergétiques sont différents, il peut en résulter des gradients thermiques susceptibles d'avoir des effets biologiques locaux, difficiles à prédire et parfois tout à fait particuliers.

Quand le rayonnement électromagnétique passe d'un milieu à un autre, il peut être réfléchi, réfracté, transmis ou absorbé, selon le système biologique en cause et la fréquence du rayonnement. En cas d'absorption, l'énergie véhiculée par les hyperfréquences et les rayonnements radioélectriques peut se transformer en d'autres formes d'énergie et perturber les fonctions vitales. La plupart de l'énergie se transforme en chaleur. Pourtant, il n'est pas possible d'expliquer entièrement les effets associés aux hyperfréquences et aux fréquences radioélectriques par les mécanismes biophysiques d'absorption d'une énergie qui est ensuite transformée en chaleur. La théorie, comme l'expérience, démontre que d'autres types de transformations énergétiques sont possibles. On a émis l'hypothèse d'interactions au niveau microscopique qui entraîneraient des perturbations au niveau des systèmes biologiques macromoléculaires complexes (membranes cellulaires, structures infra-cellulaires). A priori, les phénomènes biologiques provoqués par des perturbations de ce type doivent dépendre d'une certaine fréquence de résonance.

Les sources de rayonnement

Les activités humaines ne sont pas seules en cause dans la production d'un rayonnement électromagnétique. Il existe des sources naturelles, mais l'intensité de leurs radiations dans la gamme 100 kHz-300 GHz est très faible comparativement à celle des émissions artificielles **(fig. 2)**.

Les *sources naturelles*, qui forment un rayonnement de fond, sont essentiellement fournies par l'atmosphère dont l'électricité statique produit un champ électrique d'environ 100 V/m (champ électromagnétique terrestre) ; le soleil, et les étoiles, fournissent un flux énergétique d'environ 10 pW/cm^2 entre 100 kHz et 300 GHz ; enfin les orages jouent également un rôle, localement. On peut dire que l'être humain, au cours des millénaires, s'est adapté à cet environnement électromagnétique de la même façon qu'il s'est adapté à son environnement chimique (terre, océan, atmosphère). C'est la variation importante et rapide d'un paramètre qui peut représenter un élément perturbateur pouvant engendrer une pathologie particulière.

Si l'on voulait risquer une comparaison, nous pourrions dire qu'une chute du taux d'oxygène atmosphérique s'étalant sur plusieurs millions d'années engendrerait une nouvelle variété d'êtres humains ; une chute brutale en quelques années provoquerait la mort de tous les individus. Entre ces extrêmes, il y a place pour des variations relativement importantes et rapides aboutissant à des troubles physiologiques. Ce qui semble évident avec la chimie et la vie l'est beaucoup moins avec des actions

plus insidieuses comme la radioactivité (rayonnement ionisant) ou les ondes radioélectriques (rayonnement non ionisant).

Pour en revenir aux hyperfréquences et aux fréquences radioélectriques, nous assistons à un phénomène récent qui ne date que de quelques dizaines d'années seulement et dont l'ampleur dépasse de plusieurs ordres de grandeur celle que connaît l'homme dans son environnement. L'intensité est telle que l'homme, en tant qu'espèce, n'a aucune possibilité de s'adapter aux effets de ces fréquences (conclusions des experts de l'OMS) ; il s'agit bien d'une gêne, d'une pollution, qui mérite un examen attentif et soigneux.

Les *sources artificielles* sont diverses, tant par la puissance émise que par le flux énergétique rayonné, ainsi que par la gamme des fréquences d'utilisation. Par ailleurs, les différents secteurs de la population générale subissent une exposition également différente selon l'utilisation de la source. Il existe des écarts manifestes, selon le stade de développement du pays, entre l'exposition moyenne de la population générale, celle des habitants des régions urbaines et industrielles et celle des habitants des régions rurales. Certaines professions comportent en outre un risque d'exposition aux ondes de cette gamme de fréquences.

Le document publié par l'*OMS* est très explicite sur les sources artificielles. Il considère que tout appareil qui produit de l'électricité ou qui est entraîné par un courant électrique crée des champs électromagnétiques. Ces champs se propagent dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques. Les sources artificielles d'ondes radioélectriques et de micro-ondes peuvent sommairement être réparties en deux catégories, selon qu'il s'agit d'émetteurs « intentionnels » ou de sources de rayonnement parasites, non essentiels.

Selon cette classification, et toujours d'après les experts de l'*OMS*, parmi les *émetteurs intentionnels* nous avons les émetteurs proprement dits comportant généralement un élément rayonnant (antenne) conçu de façon à émettre des ondes électromagnétiques dans le milieu environnant, selon des modalités précises. La fréquence, la direction de propagation et le point d'émission des ondes sont déterminés d'après l'usage prévu pour l'équipement considéré. Du fait des lois physiques et en dépit des soins apportés à la conception d'un émetteur, il y a toujours production de rayonnements parasites constituant des fuites. Il faut en tenir compte quand on procède à l'évaluation d'un émetteur en tant que source de rayonnements.

Les *rayonnements non essentiels* peuvent revêtir la forme d'un bruit à large bande ou d'harmoniques correspondant à des fréquences isolées (« fréquences discrètes »). Dans certains cas, le rayonnement non essen-

Désignation des bandes – Etats-Unis d'Amérique	Désignation des bandes – URSS			
Bandes de fréquences radioélectriques				
Basses fréquences (LF)	Ondes longues (VCh)	10^4-10^3 m	30-300 kHz	Radionavigation ; radiophare ; radiodiffusion sonore en modulation d'amplitude.
Fréquences moyennes (MF)	Ondes moyennes (HF)	10^3-10^2 m	0,3-3 MHz	Radiotéléphone maritime ; radiodiffusion sonore en modulation d'amplitude.
Hautes fréquences (HF)	Ondes courtes (UHF)	10^2-10 m	3-30 MHz	Service de radio-amateurs ; bande « grand public » (CB) aux Etats-Unis d'Amérique, etc. ; radiodiffusion de portée mondiale ; diathermie médicale ; dispositifs de soudage hyperfréquences dans l'industrie des matières plastiques et de la métallurgie, dispositifs de chauffage ; diathermie en hyperfréquences.
Très hautes fréquences (VHF)	Ondes ultra courtes (métriques)	10-1 m	30-300 MHz	Radiodiffusion sonore en modulation de fréquence ; télévision ; contrôle de la circulation aérienne ; radionavigation.
Bandes d'hyperfréquences				
Ultra-hautes fréquences (UHF)	Ondes décimétriques (super HF)	1 m-10 cm	0,3-3 GHz	Diathermie en hyperfréquences ; télévision ; transmission en hyperfréquences entre points fixes ; fours et radiateurs à micro-ondes ; télémesure ; radar météorologique et radar à diffusion troposphérique.
Fréquences supérieures (SHF)	Ondes centimétriques (SHF)	10-1 cm	3-30 GHz	Communication par satellite ; radar météorologique de bord ; altimètres ; radar de navigation de bord ; transmission en hyperfréquences entre points fixes ; service de radio-amateurs.
Fréquences extrêmement hautes (EHE)	Ondes millimétriques	1-0,1 cm	30 GHz-300 GHz	Radar de détection des nuages.

Fig. 1 bis. – Désignation des fréquences entre 30 kHz et 300 GHz et leurs applications industrielles, scientifiques et médicales (d'après doc. *OMS* 1981).

tiel correspond à des émissions dans la gamme des fréquences radioélectriques et des hyperfréquences. C'est ainsi qu'un tube fluorescent est conçu de façon à émettre dans le spectre visible mais qu'il comporte un rayonnement non essentiel, sous forme de bruit blanc, dans les fréquences radioélectriques et les hyperfréquences (*Munford,* 1949).

Les émetteurs classiques comprennent les stations de radiodiffusion sonore et télévisuelle, les installations de radiodétection (radars) et les systèmes de radiocommunication. Ces sources peuvent être classées de diverses façons, les classifications variant selon les pays en fonction de l'attitude adoptée vis-à-vis des effets éventuels sur l'environnement et la santé. Quand la classification est opérée d'après la puissance nominale émise ou d'après la puissance apparente rayonnée (p.a.r.), on peut classer les émetteurs en trois catégories selon que leur puissance est élevée, moyenne ou faible. Les systèmes de radiodétection utilisés à des fins de poursuite et de guidage ou comme source dans les systèmes à satellites comptent parmi les plus puissants. En 1974, il y avait aux Etats-Unis, sans compter les sources couvertes par le secret militaire, 20 sources de rayonnement d'un type autre que par impulsions ayant une p.a.r. moyenne comprise entre 5 GW et 31 GW et une source expérimentale ayant une p.a.r. moyenne de 3,2 TW ($3{,}2 \times 10^{12}$ W) (*Hankin,* 1974). Toutes ces sources étaient utilisées conjointement avec des systèmes à satellites. Pour 144 autres sources, la p.a.r. moyenne atteignait au moins 1 MW. Quant aux générateurs d'impulsions (radars) non militaires, les 20 plus puissants avaient une p.a.r moyenne comprise entre 8,7 et 840 MW et une p.a.r. de crête comprise entre 35,4 GW et 2,8 TW ; pour 229 sources de ce même type, la p.a.r. de crête atteignait 10 GW. Ces valeurs sont à rapprocher des émetteurs de télévision ou des stations de radiodiffusion à modulation d'amplitude pour lesquels la p.a.r. est de l'ordre de la dizaine de kW (en général autour de 50 kW) ; les radiotéléphones (émetteurs-récepteurs portatifs) ont une p.a.r. de l'ordre de quelques watts au maximum.

Une autre façon de classer les sources consiste à étudier la configuration du champ rayonné et sa propagation dans l'espace. Les éléments rayonnants directionnels (antennes) ont un diagramme de rayonnement

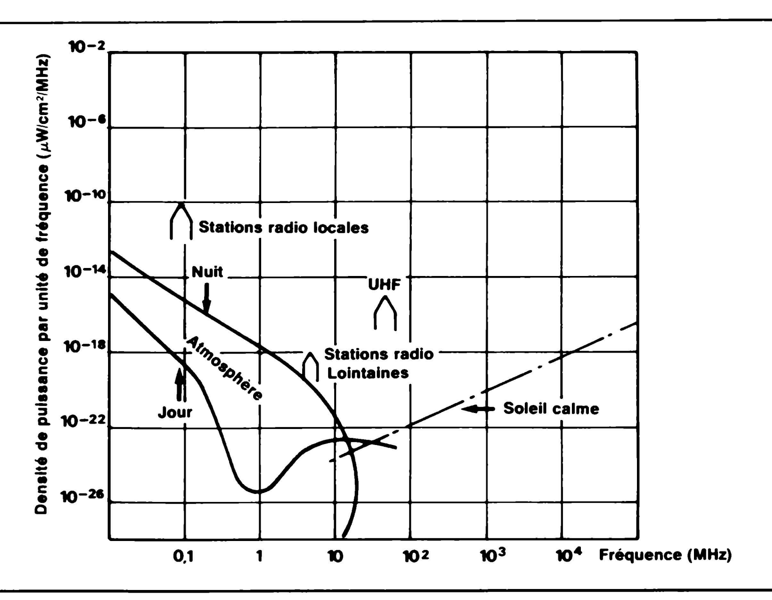


Fig. 2. – Comparaison des fréquences radioélectriques et hyperfréquences d'origine naturelle (rayonnement de fond) et artificielle (d'après *Minim* 1974).

comportant un ou plusieurs lobes principaux bien marqués (antenne unidirectionnelle ou multidirectionnelle) et peuvent rayonner selon plusieurs polarisations. Si l'on tient compte de la puissance de l'émetteur et du type d'élément rayonnant, on peut calculer la distance (ou la zone) à laquelle le rayonnement aura une intensité déterminée (notamment zone de *Rayleigh,* voir « Electronique Applications » n° 7).

Les émetteurs proprement dits peuvent aussi être classés selon le mode de production des ondes. Les fréquences radioélectriques et les hyperfréquences peuvent être engendrées de façon continue ou sous forme d'impulsions, et les générateurs de ces formes d'ondes peuvent fonctionner les uns et les autres de façon prolongée (jusqu'à 24 h sur 24) ou de façon intermittente et brève. La modulation du signal radioélectrique engendrée peut se faire en fréquence, en amplitude, ou par impulsions. Les sources équipées d'une antenne directionnelle mobile et les sources qui engendrent un faisceau mobile étroit atteignent un point donné de l'espace de façon intermittente avec une densité variable en fonction du temps, entre zéro et une valeur extrêmement élevée correspondant à la puissance de crête de l'impulsion. Par suite de la complexité de ces diverses solutions et du fait qu'un point dans l'espace reçoit des rayonnements émanant de diverses sources, il peut être difficile de déterminer la quantité totale ou moyenne d'énergie délivrée en ce point au cours d'une période donnée. Ainsi, les systèmes de télécommunication par satellites comptent parmi les sources les plus puissantes d'ondes entretenues (**fig. 3**). On pourrait évoquer également les caractéristiques des radars embarqués à bord des avions ou des navires ou celles des émetteurs de radiodiffusion et de télévision. La **figure 4** donne les variations de la densité de puissance en fonction de la distance par rapport à un émetteur de télévision.

Il faut souligner que, d'après deux organismes des Etats-Unis : *l'Environnement Protection Agency* et le *Bureau of Radiological Health,* les stations de radiodiffusion constituent « des sources importantes d'exposition aux ondes radioélectriques » (*Tell et Janes,* 1977). Etant donné la popularité grandissante des émetteurs mobiles (portatifs ou installés à bord de véhicules) destinés à un usage personnel, le champ au voisinage des antennes de ces émetteurs dans la bande grand public (la « CB ») risque, dans certains pays, de soumettre la population à une exposition préoccupante (*Neuksman,* 1978, *Ruggera,* 1979).

Ainsi, l'exposition aux émetteurs fonctionnant dans les fréquences radioélectriques ou les hyperfréquences est universelle. Les résultats d'une série d'enquêtes réalisées aux USA par l'*Environnement Protection Agency* montre que, dans les pays hautement industrialisés, la population urbaine peut être exposée à des intensités globales de l'ordre du µW/cm².

Les habitants d'immeubles élevés situés au voisinage d'antennes de radiodiffusion sonore ou télévisuelle pla-

			Distance en km à partir de l'antenne correspondant à une densité de puissance égale à		
Système	f(GHz)	P_{max}(mW/cm²)	0,1 mW/cm²	1 mW/cm²	10 mW/cm²
LET	8,1	30,4	0,246	0,78	2,46
AN/TSC-54	8,1	50,8	0,46	1,45	4,58
AN/FSC-9	8,1	7,6	6,23	19,7	62,3
Intelsat	6,25	0,73			12,3
Goldstone Venus	2,38	97,3	4,16	13,2	41,6
Goldstone Mars	2,38	16,8	9,68	33,4	106

Fig. 3. – Caractéristiques prévisibles pour certains systèmes de télécommunication (d'après *Hankin* 1976).

cées sur le toit peuvent être exposés à des densités allant de quelques centaines de µW à quelques mW par cm². D'après *Tell et Mantiply* (1978), 50 % des habitants des agglomérations aux USA sont exposés à moins de 0,005 mW/cm², 95 % à moins de 0,001 mW/cm² et 99 % à moins de 0,1 mW/cm².

Pour la population générale, on peut considérer que l'exposition est caractérisée par son caractère permanent, une très faible intensité, sa nature intermittente 24 heures par jour (ou pendant des fractions importantes de la journée) et l'extrême diversité des fréquences, dans la gamme des fréquences radioélectriques et des hyperfréquences.

En médecine...

Les équipements médicaux qui fonctionnent aux fréquences considérées ici (ils sont essentiellement utilisés pour les traitements par diathermie) constituent une classe particulière d'émetteurs systématiques, conçus et utilisés pour l'irradiation de sujets humains en vue de certains effets bénéfiques. Dans ce cas, l'exposition se déroule sous la surveillance d'un spécialiste et constitue un aspect de la pratique médicale. La fréquence des traitements médicaux par diathermie varie selon les pays. Une enquête effectuée dans le comté de Pinellas (Floride, USA) a montré que, sur une population de 500 000 personnes, 7 037 sujets avaient reçu au total 45 000 traitements diathermiques de durée et d'exposition variables au moyen d'appareils à ondes courtes ou ultra-courtes *(Remark,* 1971). Il est à noter que ce comté compte une population importante de retraités.

Si le patient individuel peut recevoir une grande quantité d'énergie, l'exposition est limitée à une certaine partie de l'organisme et elle est également limitée dans le temps. Pourtant, les équipements médicaux fonctionnant aux fréquences radioélectriques et aux hyperfréquences constituent également une source de rayonnement non essentielle (*Bassen,* 1979) et il peut se produire au cours des séances d'irradiation une diffusion considérable de champs électromagnétiques (*Witters et Kansor,* 1978 ; *Bassen,* 1979). Il convient donc de veiller à limiter l'exposition aux zones cibles et à éviter de soumettre le patient à une irradiation supplémentaire émanant de sources voisines (d'autres équipements de diathermie). L'exposition professionnelle du personnel qui utilise le matériel doit également être limitée.

... et dans l'industrie

Des rayonnements non essentiels peuvent émaner de tous les équipements électriques et électroniques de l'industrie ou du commerce ainsi que des équipements destinés au grand public et qui sont conçus de façon à pouvoir recevoir les objets à traiter et à concentrer l'énergie électromagnétique dans un volume limité. L'énergie (le rayonnement) qui sort éventuellement de la zone prévue représente une perte. Mais la technique ne permet pas toujours d'assurer une concentration rigoureuse de l'énergie électromagnétique. Un exemple type de source de rayonnements non essentiels est le four « à micro-ondes », utilisé dans le commerce ou dans l'électroménager. L'énergie des micro-ondes devrait être concentrée dans le four et servir uniquement à réchauffer (ou cuire) les aliments. L'énergie qui « fuit » est sans utilité et, quand elle est trop importante, elle risque de constituer un danger pour l'usager.

Des équipements fonctionnant aux fréquences radioélectriques et aux hyperfréquences sont employés dans de nombreuses industries, par exemple pour des opérations de fusion, de soudage, de séchage, de collage, de traitement des matières plastiques et de stérilisation. Une enquête menée au Canada a révélé que les appareils de chauffage à hyperfréquences servent essentiellement pour le soudage des plastiques et le collage du bois. Ces appareils fonctionnent à des fréquences comprises entre 4 et 51 MHz avec une puissance de 0,5 à 90 kW. L'utilisateur est exposé à des champs dont la densité de puissance équivalente peut parfois dépasser 10 mW/cm² (*Stuchly,* 1980).

La mesure de la densité de puissance

Evaluer la puissance d'une émission radioélectrique nécessite l'emploi d'appareils répondant à des conditions particulières.

La plupart des instruments de mesure de la densité de puissance comprennent trois parties essentielles : l'élément sensible, les connexions et l'appareil de mesure proprement dit. Cette configuration réduit au minimum la perturbation du champ au voisinage immédiat de l'élément sensible, et elle peut contribuer à limiter l'exposition de l'opérateur lors de l'examen d'équipements susceptibles d'être dangereux. Les connexions et l'appareil de mesure ne doivent pas être sensibles au rayonnement mesuré sous peine d'erreurs graves. L'instrument doit uniquement réagir en présence des champs rayonnés en ondes radioélectriques ou en hyperfréquences et être insensibles, par exemple, à la lumière visible, au rayonnement in-

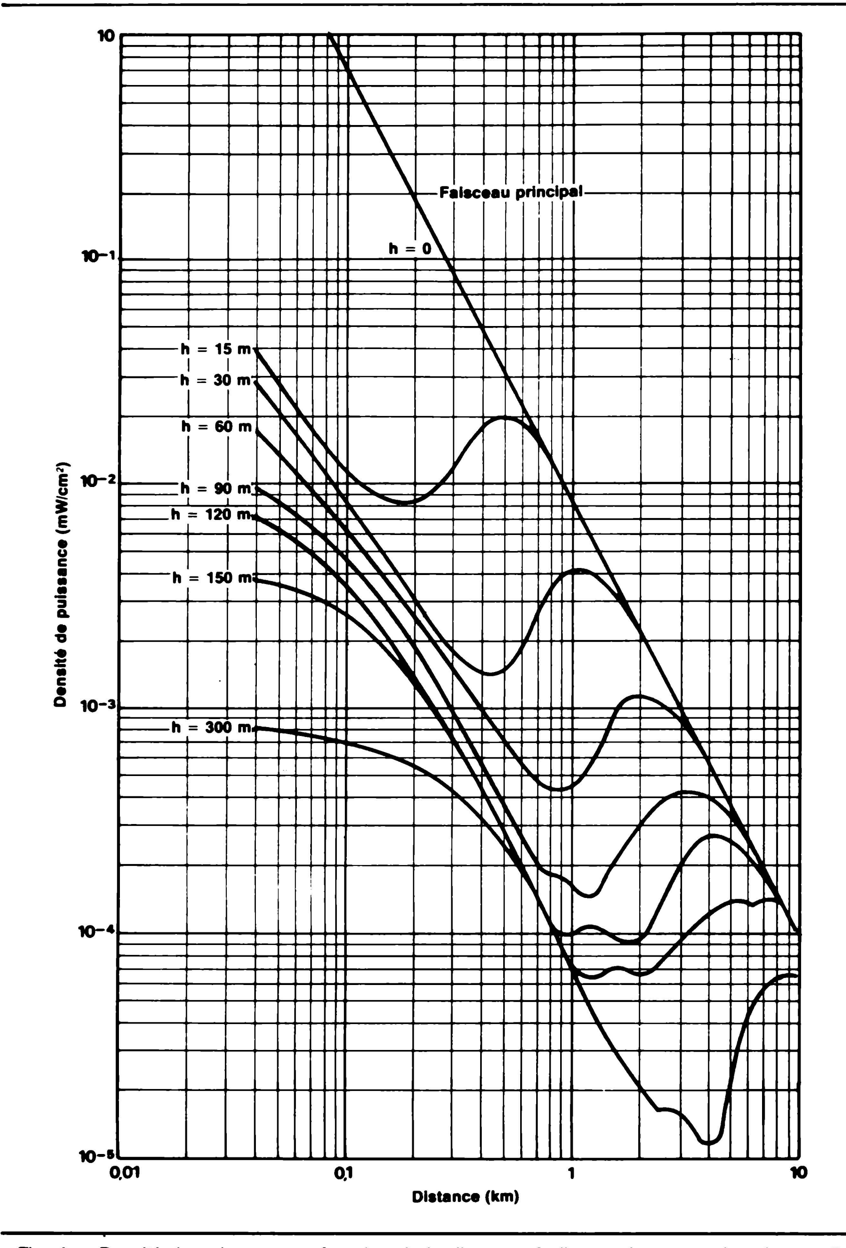


Fig. 4. – Densité de puissance en fonction de la distance, à diverses hauteurs, dans le cas d'une station de télévision de puissance apparente rayonnée égale à 1 mW/cm² (d'après *Santé Nationale et Bien-être social*, Canada 1977).

frarouge et aux champs magnétiques et électriques statiques et de basse fréquence. Les instruments qui satisfont rigoureusement à ces conditions sont *a priori* relativement peu nombreux. Nous connaissons la diode redresseuse, le bolomètre et le thermocouple.

Avec la *diode redresseuse,* on branche de petites antennes aux bornes de celles-ci. On peut disposer plusieurs diodes et antennes élémentaires selon une configuration convenable pour faire la somme de toutes les composantes du champ électrique, ce qui permet d'effectuer la mesure indépendamment de la polarisation et de la direction du rayonnement incident. Trois éléments disposés selon un trièdre orthogonal sont nécessaires et suffisants pour obtenir un instrument isotrope de ce type.

Dans certains appareils actuellement utilisés, une diode unique est associée à un doublet de petite dimension ou à une petite antenne-cadre. La sensibilité de ces instruments varie selon leur orientation par rapport au plan de polarisation du champ électrique E. Il faut donc les orienter de façon à obtenir la mesure maximale, ce qui peut être long et fastidieux. Cependant, les instruments de ce type sont utiles pour identifier et mesurer les diverses composantes du champ.

Un montage comportant deux doublets disposés orthogonalement ou plusieurs diodes ou doublets disposés dans un même plan est suffisamment sensible à tous les signaux polarisés dans le même plan que celui du dispositif, mais il ne réagit pas aux composantes polarisées dans un plan qui fait un angle très ouvert avec celui du dispositif. Ces appareils doivent aussi être orientés de façon à obtenir la lecture maximale.

En principe, tous ces instruments sont sensibles à la densité de puissance en champ lointain, autrement dit, pour un niveau faible, la tension redressée est proportionnelle au carré du champ E (c'est-à-dire proportionnelle à la densité de puissance). Quand ils sont adaptés en vue d'une utilisation dans une large bande, la fréquence supérieure limitant la région d'utilisation optimale est actuellement de l'ordre de 18 GHz. La fréquence inférieure correspondante est d'environ 0,5 MHz.

Les caractéristiques d'une diode dépendent directement de la température ambiante, la puissance de sortie pouvant varier de quelques dixièmes de dB (plusieurs %) par degré Celsius. Les appareils à diode peuvent aussi être sensibles à la modulation, d'où des erreurs de mesure selon le type de modulation.

Dans les *bolomètres,* des courants alternatifs à fréquences radioélectriques ou à hyperfréquences entraînent l'échauffement ou la modification d'une propriété physique d'un élément sensible, généralement la résistance d'une thermistance. La densité de puissance est alors mesurée d'après le déséquilibre d'un pont dans l'une des branches qui contient la thermistance. Pour les petits écarts par rapport à l'équilibre, la sortie du pont est proportionnelle à la température de la thermistance, et, par conséquent, au carré du champ électrique, c'est-à-dire à la puissance radioélectrique dissipée dans cette thermistance. Les thermistances utilisées ont un coefficient de température positif. Par suite, ce type d'instrument peut supporter une surcharge importante sans être endommagé. Quand la densité de puissance augmente, il en est de même pour la résistance de l'élément d'où une désadaptation, et la puissance absorbée est en outre inversement proportionnelle à la résistance. Ces deux effets limitent la puissance absorbée par l'élément. Dans les appareils de ce type, les variations de température ambiante peuvent provoquer une dérive du zéro et une baisse de sensibilité.



Le *thermocouple* est l'élément sensible de l'appareil de mesure du rayonnement. C'est un thermocouple à pellicule mince. Le film joue simultanément les fonctions de détecteur de température et d'élément d'antenne dissipatif. La sortie du thermocouple est proportionnelle au carré du champ électrique et les appareils sont relativement insensibles à la température ambiante. Les jonctions chaude et froide du thermocouple sont extrêmement rapprochées et très stables. Les variations de sensibilité sont de l'ordre de 0,1 % par degré Celsius. L'emploi de petites pellicules minces résistantes permet d'obtenir une très large bande de fonctionnement.

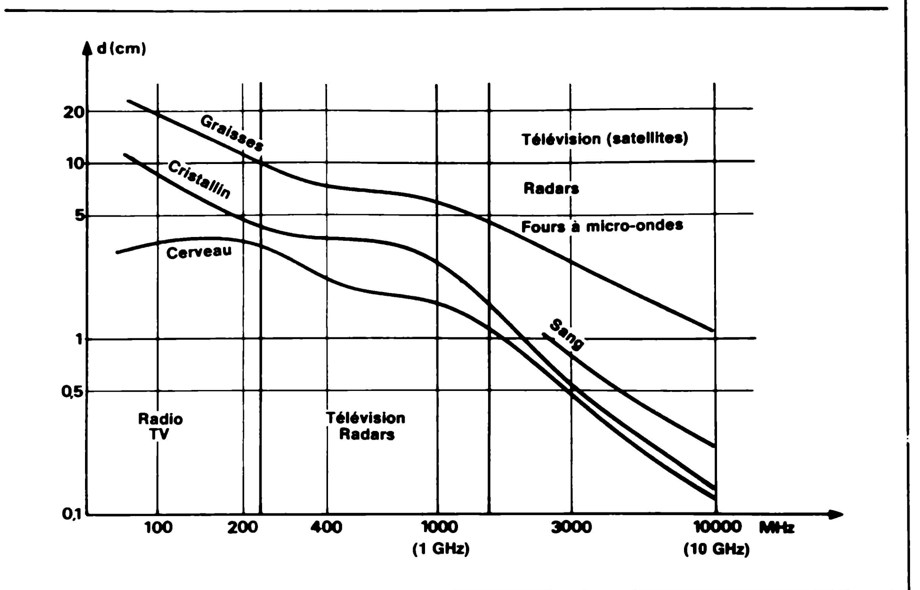


Fig. 5. – Profondeur de pénétration dans les tissus biologiques en fonction de la fréquence (d'après *J. Trémolières* et *D. Depris*).

Effets biologiques des champs électromagnétiques

Les fréquences radioélectriques et les hyperfréquences induisent des champs électriques et magnétiques à l'intérieur de tout système biologique exposé à celles-ci. Pour étudier les effets biologiques résultants, il faut déterminer le champ induit en divers points du système biologique. Connaissant les caractéristiques électriques et géométriques de l'objet irradié et les conditions d'exposition extérieure, il est en principe possible de calculer le taux d'absorption de l'énergie à l'intérieur de l'objet **(fig. 5)**.

L'intensité des champs intérieur et extérieur diffusés et réfléchis dépend de nombreux facteurs : fréquence et configuration du champ incident ; propriétés électriques des diverses couches (tissus) qui constituent le système irradié ; forme, dimension relative par rapport à la longueur d'ondes et orientation relative du système. Les systèmes biologiques ont en général une géométrie intérieure et extérieure et comprennent plusieurs couches qui ont des caractéristiques électriques différentes (permittivité complexe). Dans ces conditions, la répartition de l'énergie absorbée à l'intérieur des systèmes biologiques n'est pas uniforme. Selon les propriétés thermiques et l'irrigation sanguine des tissus, on peut observer des différences sensibles, tant dans la température que dans son rythme d'augmentation, et des gradients thermiques peuvent en résulter.

Diverses *méthodes de calcul* ont été élaborées pour déterminer l'énergie interne absorbée, en utilisant des modèles mathématiques approchés de l'organisme humain ou animal. Ces modèles donnent des résultats en accord satisfaisant avec les mesures expérimentales d'absorption de l'énergie effectuées par exemple sur des carcasses animales. L'étude théorique permet de prédire la valeur de l'énergie absorbée à la fréquence de résonance, tant pour le corps entier que pour certaines de ses parties, sur des modèles du corps humain et chez l'animal. On a également calculé les effets que peuvent avoir des variables telles que la fréquence et la polarisation du champ, les dimensions et la forme du corps exposé, l'environnement immédiat (sol et autres objets).

La mesure du champ électrique à l'intérieur de milieu diélectrique peut faire appel également à des *méthodes expérimentales*. Pour cela on emploie un petit doublet isolé. Ce type de montage existe sous forme miniaturisée et il permet de mesurer le champ associé à des hyperfréquences dans l'organisme d'animaux vivants, avec une erreur ne dépassant pas 1 dB. Cette technique d'emploi d'une sonde implantable a sur les techniques de dosimétries thermiques l'avantage d'une plus grande sensibilité de la sonde, ce qui permet d'employer des sources de fréquences radioélectriques et d'hyperfréquences beaucoup moins puissantes. On peut ainsi établir la carte de l'énergie absorbée dans un organisme biologique ou procéder au balayage d'un corps en ne les exposant qu'à une énergie modérée aux fréquences considérées.

Les mesures thermiques effectuées sur des carcasses d'animaux fournissent des renseignements directs sur le taux d'absorption spécifique. On a mis au point de petites sondes à thermistance munies de connexions résistantes ne provoquant pas de perturbations, ainsi que des sondes à fibres optiques, à élément sensible à la température, qui utilisent une source lumineuse. L'emploi simultané de caméras thermographiques et de carcasses sectionnées permet de relever la distribution thermique dans tout un plan. L'exposition doit s'effectuer à l'aide de champs d'intensité élevée pour que la hausse de température soit sensible.

J. Trémolières
(à suivre)



La photographie instantanée des oscillogrammes

Dans un précédent numéro de notre revue (« Electronique Applications » n° 25), nous proposions à nos lecteurs une étude consacrée aux tehniques de photographie des oscillogrammes.

Si l'on excepte l'utilisation occasionnelle de ces procédés par des amateurs, l'emploi d'un matériel spécialisé, et notamment des émulsions Polaroïd à développement instantané, semble de plus en plus retenir la faveur des électroniciens.

Cette constatation, et quelques demandes de renseignements qui sont parvenues à la rédaction, nous incitent à compléter l'article cité par des données techniques relatives aux divers types de film Polaroïd. Nous en profiterons, aussi, pour donner des exemples de clichés, illustrant les erreurs possibles.

Les émulsions Polaroïd

Le photographe amateur, qui pratique la « photographie souvenir », ne connaît guère que deux ou trois types de films *Polaroïd*. En fait, la gamme proposée par ce constructeur, même en noir et blanc, comporte plusieurs dizaines de références. Toutes, cependant, ne sont pas disponibles en France, ou en tout cas aisément trouvables chez les revendeurs. Nous avons donc été conduits à opérer, dans le catalogue général, une sélection qui tienne essentiellement compte de deux facteurs : d'une part, la facilité d'approvisionnement ; d'autre part, l'adaptation aux exigences spécifiques de la photographie d'oscillogrammes.

Ce dernier critère, lui-même, englobe plusieurs subdivisions, liées à la nature des écrans, aux modes de balayage (base de temps répétitive ou base de temps monodéclenchée, écrans à balayage de type télévision, etc.). Le **tableau 1** que nous donnons plus loin permettra à chacun d'optimiser l'adéquation du matériel à ses besoins particuliers.

Sur le plan de la présentation matérielle, les émulsions *Polaroïd* existent en trois versions : les « packs », les « roll-films », et les « sheet-films ». Les formats traditionnels, de 7,3 cm × 9,5 cm pour les deux premiers, atteignent 8,9 cm × 11,4 cm pour les derniers. En pratique, seuls les packs sont universellement répandus, et correspondent au matériel de prise de vue habituellement utilisé. Remarquons cependant que, sur demande, certains constructeurs livrent, en quantité limitée, des dos pour roll-films : c'est le cas, par exemple, de *Tektronix*, dont nous citions les productions dans notre précédent article.

Une sélection de packs pour oscillographie

Comme annoncé plus haut, nous n'avons retenu qu'une sélection des matériels couramment disponibles en France : le **tableau 1** en résume les caractéristiques principales.

Dans ce tableau, la colonne de gauche indique la référence du film concerné. La deuxième précise les sensibilités, exprimées en indices ASA. On remarquera qu'il s'agit toujours d'émulsions rapides, généralement 3 000 ASA. Deux références offrent cependant des exceptions :

- Le 611, dont la sensibilité n'atteint que 200 ASA, présente par contre un contraste faible, et permet de reproduire une large échelle de gris. Ce film répond particulièrement bien, compte tenu de ses caractéristiques, aux images traditionnelles sur écran de télévision.
- Le 612, dont la sensibilité exceptionnellement élevée atteint 20 000 ASA, et s'accompagne d'un contraste très grand, et convient à l'enregistrement des phénomènes non répétitifs, sur écran d'oscilloscope. On l'utilisera, par exemple, pour les bases de temps monodéclenchées (balayage unique).

Dans la troisième colonne du ta-

Type de film	Sensibilité (ASA)	Durée de développement	Résolution	Caractéristiques	Applications
611	200	45 s	20	Large échelle de gris	(3)
612	20 000	30 s	20-25	Contraste élevé	(5)
108	3 000	15 s	20	Contraste moyen	(1), (2), (5)
084	3 000	15 s	16	Contraste moyen	(1), (2), (3), (4)
667	3 000	30 s	16	Contraste moyen	(1), (2), (3), (4)

Tableau 1. – Films Polaroïd présentés en packs. Format 7,3 cm × 9,5 cm. Référence des applications :
(1) Oscilloscopes à balayage répétitif.
(2) Oscilloscopes avec tubes à mémoire.
(3) Ecrans de type « télévision ».
(4) Applications médicales (affichage à scintillation).
(5) Base de temps monodéclenchée (balayage unique).

bleau, nous indiquons les durées de développement que préconise le constructeur, pour une température ambiante de 21 °C. Notre expérience personnelle, qui porte sur plusieurs types d'émulsions, nous montre qu'il s'agit là de durées minimales. Nous avons pris l'habitude de les majorer d'environ 50 %, ce qui conduit à des noirs plus profonds, favorables à une bonne reproduction en imprimerie.

A première lecture, les photographes habitués à travailler en petit format seront surpris par les faibles résolutions (elles sont données en paires de lignes par millimètre) qu'indique la quatrième colonne du tableau. Il ne faut pas oublier qu'on obtient directement, ici, le format final du cliché, sans agrandissement ni tirage intermédiaires. La pratique prouve que la résolution atteinte dépasse les performances de l'œil, à distance normale d'observation.

Une donnée supplémentaire, non précisée dans notre tableau, concerne l'éventuelle nécessité d'un laquage. Celui-ci, qui s'effectue à l'aide d'un tampon imprégné d'une gelée, et fourni avec chaque pack, assure à la fois le glaçage des épreuves et un fixage complémentaire, pour en assurer une longue conservation. Les films de références 611 et 667 n'ont pas besoin de cette opération.

La dernière colonne du tableau, enfin, précise les destinations spécialement conseillées pour chaque modèle de film. On constatera que le 107 et le 667, types les plus couramment disponibles, couvrent la quasi-totalité des besoins.

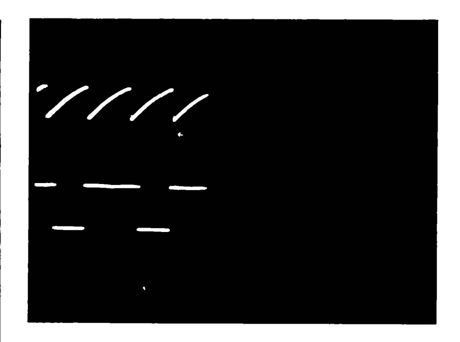


Photo A. – 10 ms/div., pose 1/15e s.

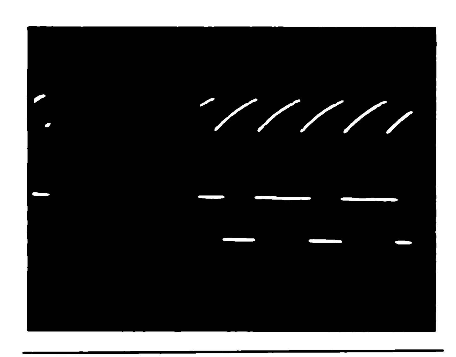


Photo B. – 10 ms/div., pose 1/8e s.

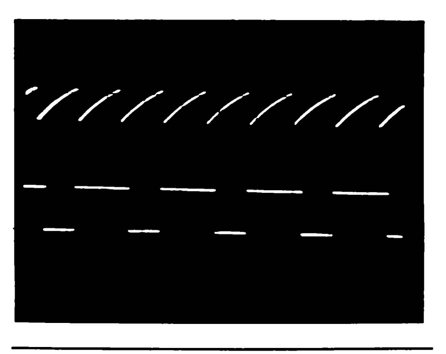


Photo C. – 10 ms/div., pose 0,5 s.

Quelques précautions d'emploi

Sous réserve d'emploi d'émulsions bien adaptées au travail envisagé, la photographie, au *Polaroïd,* des oscillogrammes courants, ne présente aucune difficulté, à condition d'observer quelques précautions élémentaires.

La première concerne la propreté du matériel. Lorsque, après la prise de vue, on sort le cliché impressionné, celui-ci passe entre des rouleaux qui écrasent la capsule contenant les produits de traitement, et étalent ces derniers sur toute la surface sensible. Après quelques packs, il n'est pas rare que des produits viennent salir les rouleaux : on observe alors, sur les clichés suivants, l'apparition de taches blanches. Pour éviter ce type d'incident, nous conseillons de nettoyer les rouleaux lors de chaque recharge de l'appareil : l'opération, conduite à l'aide d'un coton ou d'un chiffon imbibé d'alcool, ne demande que quelques minutes.

D'autres déboires peuvent naître d'une extraction irrégulière du film. En tirant sur la languette, on veillera à maintenir une vitesse de déroulement constante, en évitant particulièrement les arrêts.

Retour sur les durées de pose

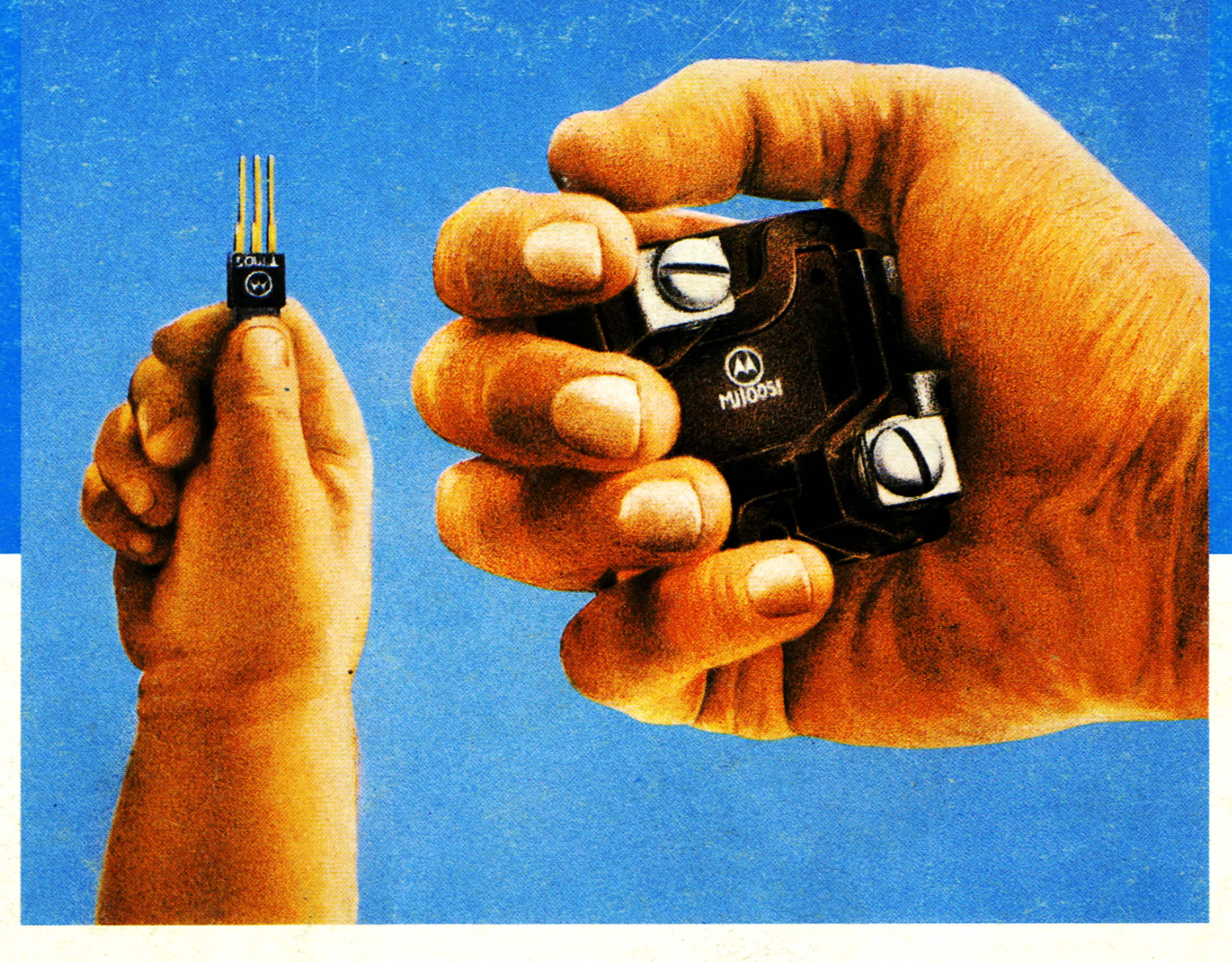
Dans notre précédent article, nous avons montré comment une pose de durée insuffisante pouvait entraîner

l'apparition de clichés incomplets. Les oscillogrammes que nous reproduisons illustrent ce phénomène. Ils ont été pris à des durées d'exposition différentes, mais en corrigeant à chaque fois le diaphragme, afin de maintenir constante la quantité de lumière reçue par le film.

Pour l'oscillogramme *A,* la base de temps fournissait un balayage de 10 millisecondes par division, soit une durée totale de 100 ms pour la largeur de l'écran. Avec une pose de 1/15e de seconde, soit 66 ms environ, on devrait enregistrer environ les 2/3 de l'oscillogramme. En fait, en fonctionnement déclenché, il faut tenir compte aussi du délai nécessaire au départ du balayage. On constate ainsi que moins de la moitié de l'écran a été captée.

L'oscillogramme *B* correspond au même réglage de la base de temps, avec une pose de 1/8e de seconde, soit environ 125 ms. Toujours à cause du délai de déclenchement du balayage, l'oscillogramme reste incomplet. Il faut atteindre une pose de une demi-seconde, comme dans l'oscillogramme *C,* pour garantir un enregistrement correct du phénomène.

R. Rateau



LES NOUVEAUX TRANSISTORS DE PUISSANCE MOTOROLA. UN CONTROLE PLUS EFFICACE QUI PEUT ALLER DE LA SIMPLE CARESSE JUSQU'A LA FORCE BRUTALE.

Il existe au moins deux critères déterminants qu'il faut considérer avant de fixer son choix sur un Transistor de Puissance : la puissance qu'il contrôle et son adaptabilité à la tâche spécifique que vous lui désignez.
Si vous recherchez le transistor "sur mesure", il est normal de consulter une gamme suffisamment importante qui puisse satisfaire ces critères. La gamme Motorola par exemple.
Il n'existe aucun autre fabricant qui mette à votre disposition un choix aussi large de Transistors de Puissance et de Darlingtons (boîtier plastique ou métal).
Voilà ce que vous apporte Motorola : le produit que vous

TRANSISTORS DE PUISSANCE	● Transistors complémentaires et Darlingtons. ● Boîtiers C77 (TO126), TO220, TO3 plastique et TO3.
SWITCHMODE II®	● Séries BUS45 à BUS98. ● Applications de commutation pour découpage jusqu'à 50 KHz.
SWITCHMODE III®	● Séries MJ16002. ● Les transistors haute tension les plus rapides pour découpage jusqu'à 150 KHz.
TMOS® DE PUISSANCE	● Gamme complète. ● Séries MTM1N100 et MTP1N100. ● Pour découpage au-dessus de 100 KHz.
DARLINGTONS HAUTE TENSION	● Séries BUT33. ● Jusqu'à 20 KHz.
BOITIER FORT COURANT	● Séries MJ10050 ● Dissipation 500 W en continu.

désirez à des prix qui sont les vôtres.
Alors, ne perdez pas votre temps à chercher ailleurs le transistor qu'il vous faut. Contactez directement votre distributeur Motorola.

MOTOROLA SEMICONDUCTEURS.
VOTRE PARTENAIRE EN ELECTRONIQUE.

Motorola Semiconducteurs possède trois usines en Europe (East Kilbride en Ecosse, Toulouse en France et Munich en Allemagne), et un centre de conception et de développement situé à Genève.

Distributeurs agréés :
BELLION ELECTRONIQUE 29219 Le Relecq-Kerhuon - Tél. : (98) 28.03.03 ● 44200 Nantes - Tél. : (40) 48.09.44 ● 35100 Rennes - Tél. : (99) 30.35.78.
CELDIS S.A. 94250 Gentilly - Tél. : (1) 546.13.13 ● 54000 Nancy - Tél. : (8) 341.26.01.
F. FEUTRIER (ETS) 42270 Saint-Priest-en-Jarez - Tél. : (77) 74.67.33 ● 33075 Bordeaux Cedex - Tél. : (56) 39.51.21 ● 13470 Carnoux - Tél. : (42) 82.16.41 ● 31000 Toulouse - Tél. : (61) 62.34.72.
FEUTRIER ILE-DE-FRANCE 92150 Suresnes - Tél. : (1) 772.46.46 ● 59350 Saint-André-lez-Lille - Tél. : (20) 51.21.33 ● 94800 Villejuif - Tél. : (1) 678.27.27.
SCAIB 94523 Rungis Cedex - Tél. : (1) 687.23.13.
SCE 69009 Lyon - Tél. : (7) 883.40.50.
SCIENTECH 75016 Paris - Tél. : (1) 609.91.36.
SCT 31008 Toulouse - Tél. : (61) 62.11.33 ● 33100 Bordeaux - Tél. : (56) 86.50.31.

Motorola Semiconducteurs S.A. 15-17, avenue de Ségur, 75007 PARIS - Tél. 555.91.01 SERVICE-LECTEURS N° 201
Documentations disponibles chez votre distributeur : "Power Data Book 83/84" et " Switchmode Selector Guide".

